

Dr.-Ing. W. MANSFELD

DK 621.396.64.3.015.2

## **Bestimmung des Rauschfaktors verschiedener Verstärker durch Vergleich**

In der Empfänger- und Verstärkerproduktion wird es oft notwendig sein, den Rauschfaktor dieser Geräte im Prüffeld serienmäßig zu bestimmen. Üblicherweise gehören dazu Spezialgeräte, wie z.B. Rauschgeneratoren mit dem betreffenden Frequenzbereich, die nicht immer vorhanden sind. Auch bei der Entwicklungsarbeit im Laboratorium und der Einzelprüfung im Prüffeld erfordert die Messung der Rauschfaktoren unterschiedlicher Geräte einen apparativen Aufwand. Nachstehend wird eine Meßmethode erläutert, die es gestattet, mit meist vorhandenen Meßgeräten die Rauschfaktoren von Empfängern und Verstärkern, deren Frequenzlage und Bandbreite unterschiedlich sein kann, zu bestimmen.

### **Ableitung der Meßmethode**

Unter dem Begriff „Verstärker“ sind in der nachfolgenden Betrachtung ganz allgemein Vierpole, wie Empfänger, HF- und ZF-Verstärker einschließlich Mischstufen, zu verstehen. Der Verstärker habe eine lineare Charakteristik, er enthalte Wirkwiderstände, Halbleiter und Elektronenröhren als Rauschquellen.

Als Rauschfaktor  $F$  eines Verstärkers ist das Verhältnis des Quotienten Signal zu Rauschleistung am Eingang zu dem am Ausgang zu verstehen:

$$F = \frac{\mathfrak{N}_E}{N_E} : \frac{\mathfrak{N}_A}{N_A} \quad (1)$$

dabei ist  $\mathfrak{N}_E$  verfügbare Signalleistung der Signalquelle am Eingang des Verstärkers

$N_E$  verfügbare Rauschleistung der Signalquelle am Eingang des Verstärkers

$\mathfrak{N}_A$  verfügbare Signalleistung am Ausgang des Verstärkers

$N_A$  verfügbare Rauschleistung am Ausgang des Verstärkers

Die verfügbare Signalleistung der Signalquelle mit der Leerlaufspannung  $\mathcal{E}_E$  und dem Innenwiderstand  $R_E$  ist

$$\mathfrak{N}_E = \frac{\mathcal{E}_E^2}{4 R_E} \quad (2)$$

und die verfügbare Rauschleistung der Signalquelle

$$N_E = \frac{E_E^2}{4 R_E} \quad (3)$$

Nach *Nyquist* ist das quadratische Mittel der Rausch-EMK, hervorgerufen vom reellen Widerstand  $R_E$  der Signalquelle

$$E_E^2 = 4 k T R_E \Delta f \quad (4)$$

worin  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Ws/Grad,  $T$  die absolute Temperatur und  $\Delta f$  die Rauschbandbreite ist.

Wird das am Ausgang verfügbare Signal-/Rauschleistungsverhältnis = 1 gemacht, so vereinfacht sich Gl. (1) zu

$$F = \frac{(\mathfrak{N}_E)_1}{N_E}$$

Die Signalquelle sei ein auf Zimmertemperatur befindlicher Generator (Temperatur  $T_0$ ), dann wird mit Gl. (3), (4)

$$F = \frac{(\mathfrak{N}_E)_1}{\Delta f} \cdot \frac{1}{k T_0} \quad (5)$$

und

$$\mathfrak{N}_0 = \frac{(\mathfrak{N}_E)_1}{\Delta f} = F \cdot k T_0 \quad (6)$$

$\mathfrak{N}_0$  ist die auf eine Bandbreite von 1 Hz bezogene Leistung und gibt die Grenzempfindlichkeit an. Aus Gl. (6) erklärt sich die rechnerische Übereinstimmung von Rauschfaktor  $F$  und der sog. „ $kT_0$ -Zahl“; letztere gibt die Signalleistung pro 1 Hz Bandbreite als Vielfaches von  $1 \cdot kT_0$  an, die erforderlich ist, um am Ausgang des betreffenden Verstärkers ein Verhältnis Signal-/Rauschleistung = 1 zu erhalten.

Entsprechend Gl. (2) und (3) ist die verfügbare Signal- bzw. Rauschleistung am Ausgang des Verstärkers

$$\mathfrak{N}_A = \frac{\mathcal{E}_A^2}{4 R_A} \quad (7)$$

$$N_A = \frac{E_A^2}{4 R_A} \quad (8)$$

Unter Verwendung von Gl. (2), (4), (7), (8) und Gl. (1) ist:

$$\frac{\mathcal{E}_A^2}{E_A^2} = \frac{1}{F} \frac{\mathcal{E}_E^2}{4 k T R_E \Delta f} \quad (9)$$

Das Verhältnis Signal-/Rauschspannungsquadrat am Ausgang eines Verstärkers (unter der Annahme, daß er eine lineare Charakteristik besitzt) ist somit proportional dem Quadrat des Eingangssignals und umgekehrt proportional dem Rauschfaktor, dem Innenwiderstand der Signalquelle und der Bandbreite.

Nach Gl. (9) ergibt sich für den Rauschfaktor der Ausdruck

$$F = \frac{1}{4 k T R_E \Delta f} \left( \frac{\mathfrak{E}_E}{\mathfrak{E}_A} \right)^2 E_A^2 \quad (10)$$

Mit

$$c = \frac{1}{4 k T R_E \Delta f} \quad (11)$$

wird

$$F = c \left( \frac{\mathfrak{E}_E}{\mathfrak{E}_A} \right)^2 E_A^2 \quad (12)$$

Unter Benutzung der Beziehung für die Spannungsverstärkung  $V$

$$V = \frac{\mathfrak{E}_A}{\mathfrak{E}_E} \quad (13)$$

lautet Gl. (12)

$$F = c \frac{1}{V^2} E_A^2 \quad (14)$$

und die Konstante ist

$$c = F V^2 \frac{1}{E_A^2} \quad (15)$$

Unter der Voraussetzung, daß die Rauschbandbreite von zwei Verstärkern gleich ist und sie für den gleichen Innenwiderstand der Signalquelle bestimmt sind, kann der Rauschfaktor eines Verstärkers mit einfachen Signalgeneratoren ermittelt werden. Es ist dazu nur notwendig, den Rauschfaktor eines Verstärkers zu kennen, ferner dessen Spannungsverstärkung und die Rauschgangsspannung.

Der Rauschfaktor des Verstärkers (2) ist nach Gl. (14)

$$F_2 = c \frac{1}{V_2^2} E_{A_2}^2$$

und mit Einsetzen der am Verstärker (1) bestimmten Werte

$$F_2 = F_1 V_1^2 \frac{1}{E_{A_1}^2} \cdot \frac{1}{V_2^2} E_{A_2}^2 = F_1 \left( \frac{V_1}{V_2} \right)^2 \left( \frac{E_{A_2}}{E_{A_1}} \right)^2 \quad (16)$$

Nach dieser Gleichung kann für irgendeinen Verstärker der Rauschfaktor bestimmt werden, wenn der Rauschfaktor eines anderen Verstärkers bekannt ist,



ferner die Verhältnisse ihrer Spannungsverstärkungen und Rausch Ausgangsspannungen (nicht ihre absoluten Werte). Die Verstärker müssen für den gleichen Signalquellenwiderstand bestimmt sein. Die Frequenzlage und die absolute Bandbreite der beiden Verstärker kann verschieden sein, lediglich die Rauschbandbreite muß gleich bleiben. Letzteres wird dadurch erreicht, daß durch ein Filter vor dem Spannungsmesser, mit dem die Rauschspannungen am Ausgang gemessen werden, eine Bandbeschneidung vorgenommen wird. Dieses Band ist so schmal zu wählen, daß es stets geringer ist als die bei den zu prüfenden Verstärkern vorhandenen Durchlaßbänder.

## Durchführung der Messung

### a) direkte Bestimmung des Rauschfaktors des Verstärkers (1)

Zur direkten Ermittlung des Rauschfaktors des Verstärkers gibt es grundsätzlich zwei Verfahren. Einmal wird mit Hilfe eines frequenz- und spannungsgereichten Signalgenerators von angepaßtem inneren Widerstand die EMK am Eingang bestimmt, die am Ausgang des Verstärkers die innere Rauschspannung um den Faktor  $\sqrt{2}$  erhöht. Zum anderen wird der Eingang des Verstärkers durch eine gesättigte Diode vom Innenwiderstand, der gleich ist dem Eingangswiderstand, gespeist. Gemessen wird der Diodengleichstrom, dessen Rauschen am Ausgang des Verstärkers die innere Rauschspannung um den Faktor  $\sqrt{2}$  erhöht. Bei der Methode mit dem Signalgenerator kann der Rauschfaktor nach Gl. (6) und (2) errechnet werden. Die Spannungsmessung hat vor evtl. vorhandenen Demodulationsstufen zu erfolgen, also in der Frequenzlage der HF- bzw. ZF-Stufen. Um bei der Anschaltung des Röhrenvoltmeters Verstimmungen vorhandener abgestimmter Kreise zu vermeiden, ist gegebenenfalls für die Messung eine Trennröhre vorzusehen. Die Rauschbandbreite an der Meßstelle muß bekannt sein bzw. ist zusätzlich zu ermitteln. Günstiger ist deshalb das Meßverfahren mit einer gesättigten Diode (Rauschgenerator). Für die maximal abgebbare Rauschleistung der Diode, sofern sie im Sättigungsgebiet arbeitet, gilt

$$N_{\max} = 0,5 e J_D R_E \Delta f \quad (17)$$

Hierbei ist  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  As die Ladung eines Elektrons. Nach Gl. (5) ist der Rauschfaktor bei einem Signal-/Rauschleistungsverhältnis 1 : 1 am Ausgang

$$F = \frac{(R_E)_1}{\Delta f} \frac{1}{k T_0} \quad (18)$$

Unter Verwendung des Ausdrucks von Gl. (17) wird

$$F = 20 J_D R_E \quad (19)$$

Hieraus ist zu erkennen, daß bei diesem Verfahren die Kenntnis der Rauschbandbreite  $\Delta f$  an der Meßstelle nicht erforderlich ist. Dies ist von erheblichem Vorteil bei Dämpfungsverzerrungen innerhalb des Durchlaßbereichs, da es dann schwierig ist, die für das Rauschen wirksame Bandbreite anzugeben. Außerdem kann bei diesem Verfahren mit der gesättigten Diode das Anzeigementrument auch am Ausgang von Empfängern hinter vorhandenen Demodulations- und niederfrequenten Verstärkerstufen angeschlossen werden; Eingriffe in den Empfänger sind somit nicht erforderlich. Das Diodenrauschen wird nämlich bei beliebigen Frequenzumsetzungsverfahren und bei Nichtlinearitäten innerhalb des Empfängers in gleicher Weise beeinflusst wie das Eigenrauschen.

## b) Indirekte Bestimmung des Rauschfaktors des Verstärkers durch Vergleich (2)

Die Bestimmung der Signal- und Rauschgangsspannung [Gl. (7) und (8)] erfolgt nach der Amplitudendemodulation. Sofern der zu untersuchende Verstärker keine Demodulationsstufe besitzt (z. B. ZF-Verstärker, Empfänger für frequenzmodulierte Schwingungen), ist für die Messung ein Gleichrichter anzuschalten. Nach Gl. (13) gilt als Spannungsverstärkung das Verhältnis Signalausgangs- zu Signaleingangsspannung. Da in dem Ausdruck für den Rauschfaktor  $F_2$  [Gl. (16)] nur das Verhältnis der Spannungsverstärkungen vorkommt, kann die Signalausgangsspannung ohne Nachteil hinter der Demodulationsstufe gemessen werden. Es ist dann nur notwendig, daß bei den Messungen am Verstärker (1) und am Verstärker (2) die benutzten Signalgeneratoren mit dem gleichen Modulationsgrad  $m$  amplitudenmoduliert werden müssen. Obwohl nach Gl. (7) und (8) in Gl. (16) mit den Leerlaufspannungen gerechnet worden ist, braucht bei der Messung darauf nicht Rücksicht genommen zu werden, denn es werden am Ausgang sowohl  $E_{A_2}$  als auch  $\mathcal{E}_{A_2}$  in der gleichen Schaltungsanordnung und damit mit dem gleichen Widerstandsverhältnis ermittelt, so daß kein Fehler entsteht. Selbst Abweichungen der Steilheit der Amplitudendemodulationskennlinien zwischen den zu untersuchenden Verstärkern und dem Vergleichsverstärker (1) bleiben ohne Einfluß, da auch hier nur das Verhältnis der Spannungen maßgebend ist.

Falls die zur Messung zur Verfügung stehenden Generatoren in ihrem Innenwiderstand von dem Wert abweichen, für den die zu untersuchenden Verstärker bestimmt sind, muß durch Reihen- oder Parallelschalten von Widerständen der Generatorwiderstand auf den betreffenden Wert gebracht werden. Die Eichung der EMK läßt sich leicht auf den neuen Innenwiderstand umrechnen.

Das vor dem ausgangsseitigen Spannungsmesser liegende Filter, das die Rauschbandbreite bei allen Messungen bestimmt, soll eine Bandbreite haben, die kleiner ist als die Bandbreite der zu untersuchenden Verstärker. Für die Untersuchung an breitbandigen Verstärkern für den kommerziellen Nachrichtenverkehr und für die Fernsehtechnik liegen die Bandbreiten oberhalb 100 kHz. Es wird daher als Beispiel ein Filter für eine Bandbreite von etwa 100 kHz erwähnt. Für das Filter bestehen zwei Forderungen: einmal muß für das Rauschspektrum ein Durchlaßfilter geschaffen werden und zum anderen für die Tonfrequenz (z. B. 1 kHz) der Modulation des Signalgenerators zur Bestimmung der Spannungsverstärkung, wobei das Rauschspektrum unterdrückt werden soll. Diese Forderung ist erfüllbar mit einem Tiefpaß (Grenzfrequenz 100 kHz) und einem nachfolgenden 1-kHz-Lochfilter, das bei der Rauschmessung überbrückt wird. Um Brummspannungen der Netzfrequenz auszuschalten, wird vor dem Tiefpaß noch eine Sperre für diese Frequenzen gesetzt. Abb. 1 zeigt ein Beispiel eines

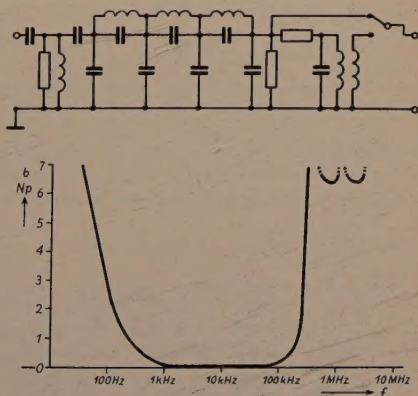


Abb. 1. Schaltung und Dämpfungskurve des Filters zur Begrenzung der Rauschbandbreite



ausgeführten Filters. Die Form und absolute Bandbreite der Filterkurve ist unkritisch, da die Rauschbandbreite selbst nicht in das Endergebnis eingeht. Das nachgeschaltete Röhrenvoltmeter ist möglichst nicht zu wechseln und am besten mit den Filtern zu einer Geräteeinheit zu verbinden. Fehler bei der Messung der nichtsinusförmigen Rauschspannungen werden dadurch vermieden. In Abb. 2

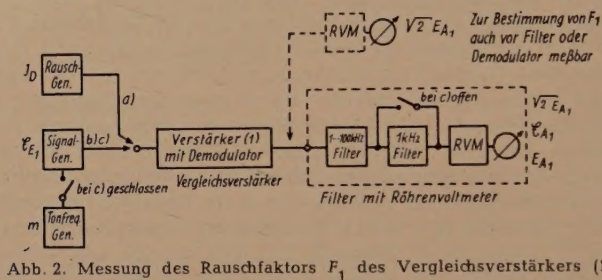


Abb. 2. Messung des Rauschfaktors  $F_1$  des Vergleichsverstärkers (1)

bis 4 sind Blockschaltbilder für die Durchführung verschiedener Messungen gebracht. Abb. 2 zeigt zunächst die Anordnung zur Bestimmung der Größen am Vergleichsverstärker (1). Diese Messungen sind nur einmal auszuführen und tabellarisch festzuhalten. Beachtet werden muß, daß die ermittelten Größen jeweils nur für solche Verstärker gelten, die für den gleichen Widerstand der Signalquelle bestimmt sind. Als erstes wird der Rauschfaktor  $F_1$  ermittelt. In a) ist dies mit einer gesättigten Diode (Rauschgenerator) geschehen. Sodann ist b) ein Signalgenerator, der unmoduliert bleibt, anzuschließen und seine EMK so weit zu erhöhen, bis die Rauschgangsspannung  $E_{A_1}$  nicht mehr ansteigt, um lineares Arbeiten des Amplitudendemodulators zu gewährleisten. Die Rauschgangsspannung  $E_{A_1}$  wird abgelesen. Sodann wird c) der Signalgenerator mit einer Tonfrequenz (1 kHz) mit einem bestimmten Modulationsgrad  $m$  amplitudenmoduliert, das 1-kHz-Filter eingeschaltet und die ausgangssseitige 1-kHz-Signalspannung  $\mathcal{E}_{A_1}$  und die EMK  $\mathcal{E}_{E_1}$  des Signalgenerators abgelesen. Abb. 3 gibt als Beispiel die Anordnung an, um den Rauschfaktor eines Verstärkers zu bestimmen, der in diesem Fall aus dem oben benutzten Verstärker (1) mit einem HF-Vorverstärker besteht, dessen Eingang in einem anderen Frequenzgebiet liegt. Die Messungen d) und e) entsprechen den oben erwähnten Messungen b) und c) und führen zur Ermittlung von  $E_{A_2}$ ,  $\mathcal{E}_{A_2}$  und  $\mathcal{E}_{E_2}$ . Schließlich ist in Abb. 4 das Blockschaltbild für eine Messung angegeben, wo der Vergleichsverstärker (1) nicht mit in der Anordnung liegt. Dies dürfte den am meisten auftretenden Fällen entsprechen. Besitzt das Meßobjekt keinen ein-

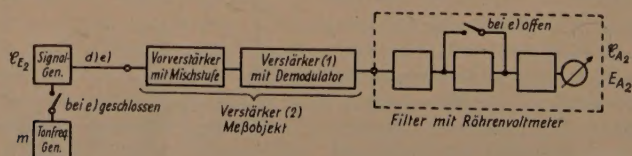


Abb. 3. Messung des Rauschfaktors  $F_2$  eines Verstärkers (2), der das Meßobjekt darstellt und aus dem zu untersuchenden Vorverstärker und dem Vergleichsverstärker (1) besteht

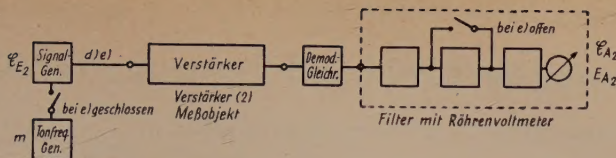


Abb. 4. Messung des Rauschfaktors  $F_2$  eines beliebigen zu untersuchenden Verstärkers (2), der das Meßobjekt darstellt

gebauten Amplitudendemodulator, so muß vor dem Filter ein Gleichrichter eingeschaltet werden (gestrichelt gezeichnet).

Die Vielseitigkeit in der Anwendung des erläuterten Meßverfahrens möge durch folgende Anwendungsbeispiele belegt werden: Der Vergleichsverstärker (1) ist ein ZF-Verstärker eines Fernsehempfängers (Abb. 2). Nach Abb. 3 können nun die Rauschfaktoren der vor dem ZF-Verstärker liegenden HF-Verstärkerstufen einschließlich Mischstufen untersucht werden. Diese Untersuchungen können sich auch auf sogenannte „Converter“, die handelsüblichen Fernsehern vorgeschaltet werden, erstrecken. Schließlich ist nach Abb. 4 der Rauschfaktor beliebiger Empfänger, Mischstufen und Verstärker verschiedener Frequenzlage und Bandbreite zu ermitteln.

### Zusammenfassung

Es wird ein Meßverfahren erläutert, mit dem es möglich ist, den Rauschfaktor von in Frequenzlage und Bandbreite unterschiedlichen Empfängern und Verstärkern zu bestimmen. In der Meßanordnung wird durch ein stets zu benützendes Filter mit nachfolgendem Röhrenvoltmeter die wirksame Rauschbandbreite für alle Messungen konstant gehalten. Die Rauschbandbreite am Meßpunkt bleibt kleiner als bei den verschiedenen Meßobjekten. Benötigt wird die Kenntnis der Größe des Rauschfaktors, der Spannungsverstärkung und der Rauschgangsspannung eines Vergleichsverstärkers. Für die Bestimmung der Rauschfaktoren der Meßobjekte ist einseitig nur ein normaler Signalgenerator (Empfängermeßsender), der amplitudenmäßig mit Tonfrequenz moduliert wird, erforderlich.

### Literaturverzeichnis

- [1] Fränze, K.: Über die Empfindlichkeitsgrenze beim Empfang elektrischer Wellen und ihre Erreichbarkeit. ENT, 16 [1936], S. 92
- [2] Kleen, W.: Rauschen und Empfindlichkeit von Verstärkerschaltungen. ATM, J 8333-3
- [3] Graffunder, W.: Messung des Röhrenrauschens (Meßtechn. neuzeitl. Röhrenentwicklung). Telefunken-Mitteilg. 21/84 [1940], S. 55
- [4] Kleen, W.: Verstärkung und Empfindlichkeit von UKW- und Dezimeter-Empfangsverstärkerröhren. Telefunken-Röhre [1941], S. 274
- [5] Fränze, K.: Messung der Empfängerempfindlichkeit bei Kurzwellen. Hochfrequenztechnik, 59 [1942], S. 105
- [6] Kamphausen, G.: Berechnung und Messung von  $kT_0$ -Zahlen als Maß der Empfindlichkeit von Empfängern. TFT, 33 [1944], S. 165
- [7] Friis, H. T. Noise figures of radio receivers. Proc. IRE 32 [1944], S. 419
- [8] Goldberg, H.: Some notes on noise figures. Proc. IRE 36 [1948], S. 1205
- [9] Schreiner, S. R.: Measuring receiver noise figures. Electronics 25 [1952], S. 128
- [10] Willwacher, E.: Der Rauschfaktor und seine Anwendung auf die Empfindlichkeit des Detektorsupers. Telefunken-Zeitung 26 [1953], S. 33
- [11] Strutt, M. J. O.: Verstärker und Empfänger. Springer-Verlag [1951], S. 41 u. S. 275



# Berechnung des Breitband-Resonanz-Verstärkers

## Einführung

Die vorliegende Arbeit, die auf die Diplomarbeit des Verfassers zurückgeht (T. H. Braunschweig 1950), und die im Rahmen der vom Verfasser im Entwicklungslaboratorium der *Fernseh GmbH, Darmstadt*, bearbeiteten Aufgaben erweitert wurde, gibt die Ableitung einer Methode zur Dimensionierung von Breitband-Resonanz-Verstärkern, deren Frequenzgang einen bestimmten vorgegebenen Verlauf zeigen soll. Speziell werden der sogenannte *Schienemann*-Verstärker (in der amerikanischen Literatur als „*Butterworth*“-Verstärker bezeichnet) sowie der *Tschebyscheff*-Verstärker ausführlich behandelt. Die Eigenart des *Schienemann*-Verstärkers besteht darin, im Bandbereich eine möglichst konstante Verstärkung zu liefern, die an den Bandgrenzen steil abfällt [1]. Demgegenüber ist beim *Tschebyscheff*-Verstärker innerhalb des Bandes eine gewisse Welligkeit der Verstärkung zugelassen [2]. Man gewinnt dadurch einerseits eine höhere Grundverstärkung (Verstärkung auf Bandmitte) und erreicht andererseits einen noch steileren Verstärkungsabfall an den Bandgrenzen als beim „*Butterworth*“-Verstärker (bessere Selektivität).

Der Aufbau der einzelnen Verstärkerstufen ist dabei ohne Einfluß auf den Frequenzgang des Gesamtverstärkers, das heißt die Ergebnisse können also sowohl auf den Verstärker mit gestaffelten Einzelkreisen als auch auf zweikreisige Bandfilter mit induktiver oder kapazitiver Kopplung angewendet werden.

Im ersten Teil dieses Aufsatzes werden zunächst die allgemeinen Formeln für Verstärkung und Frequenzgang ein- und mehrkreisiger Verstärker entwickelt, deren Auswertung für die speziellen Probleme des *Schienemann*- und *Tschebyscheff*-Verstärkers in einem zweiten Teil zu zeigen ist. Schließlich wird in einem dritten Teil der Nachweis der Analogie eines Bandfilter-Verstärkers zu einem Verstärker mit versetzten Einzelkreisen entsprechender Kreiszahl geführt und der Anschluß an den Formalismus des ersten Teiles der Arbeit hergestellt. Den beiden letzten Teilen sind Berechnungsbeispiele angefügt.

## Allgemeines über Frequenzgang und Verstärkung des Verstärkers mit versetzten Kreisen

### Der Einzelkreis-Verstärker

Die Verstärkung einer Röhre mit der Steilheit  $S$  und einem Scheinleitwert  $\mathfrak{G}$  (Abb. 1) als Belastung ist

$$v = \frac{S}{\mathfrak{G}} \quad (1)$$

Es empfiehlt sich, an Stelle der Verstärkung  $v$  deren Reziprokwert (Übertragungsmaß) einzuführen, damit der frequenzabhängige Faktor im Zähler erscheint.

$$\ddot{u} = \frac{\mathfrak{G}}{S}$$



Der Scheinleitwert hat für eine Anordnung nach Abb. 1 den Wert

$$\mathfrak{G} = \frac{1}{R_a} + j \omega C + \frac{1}{j \omega L} = \omega_R C \left\{ \frac{1}{\omega_R C R_a} + j \left( \frac{\omega}{\omega_R} - \frac{\omega_R}{\omega} \right) \right\} \quad (2)$$

wenn mit  $\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  die Resonanzfrequenz des Kreises bezeichnet wird.

Nennt man weiter

$$\frac{1}{\omega_R C R_a} = d \quad (3a)$$

die Dämpfung und

$$\frac{\omega}{\omega_R} - \frac{\omega_R}{\omega} = y \quad (3b)$$

die Verstimmung des Kreises, so ergibt sich für den Leitwert

$$\mathfrak{G} = \omega_R C (d + j y) = \omega_R C d \left( 1 + j \frac{y}{d} \right) \quad (4)$$

Die Einführung der neuen unabhängigen Veränderlichen  $y$  an Stelle von  $\omega$  ist deshalb zweckmäßig, weil dadurch die absolute Lage der Kreisresonanz eliminiert wird, das heißt es wird nicht mehr ein ganz bestimmter Verstärker mit der Bandbreite  $\Delta \omega$  und der Resonanzfrequenz  $\omega_R$  berechnet, sondern es werden alle

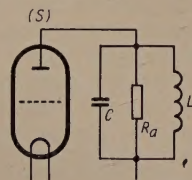


Abb. 1. Einzelkreisverstärker

Verstärker mit der gleichen „relativen Bandbreite“  $\frac{\Delta \omega}{\omega_R}$  gemeinsam behandelt.

Die Darstellung der Leitwertkurve über  $y$  im Gegensatz zur Darstellung über  $\omega$  oder  $\frac{\omega}{\omega_R}$  ergibt zudem einen zur Ordinatenachse symmetrischen Verlauf, was von vornherein auch eine vereinfachte Rechnung erwarten läßt.

Die Frequenzabhängigkeit des Scheinleitwertes wird durch den Faktor

$$\mathfrak{G}' = \frac{\mathfrak{G}}{\mathfrak{G}(0)} = 1 + j \frac{y}{d} \quad (4a)$$

mit der Norm des Betrages:

$$G'^2 = |\mathfrak{G}'|^2 = 1 + \frac{y^2}{d^2} \quad (4b)$$

und dem Argument

$$\varphi = \arctg \frac{y}{d} \quad (4c)$$

gegeben. Dieser Faktor sei daher als Verstimmungsanteil des Leitwertes oder kurz als Verstimmungsdämpfung bezeichnet.

Bei Resonanz verschwindet  $y$ , damit wird  $\mathfrak{G}$  zum Minimum und reell. Gl. 1 liefert hiermit ihren Maximalwert:

$$\mathfrak{G}(0) = V_0 = \frac{S}{\omega_R C d} \quad (5)$$

der als „Grundverstärkung“ oder in seinem Reziprokwert als Grunddämpfung bezeichnet werden soll.

### Einzelkreis bei Abstimmung auf geometrische Bandmitte

Soll der Verstärker nun ein Band mit den Grenzfrequenzen  $\omega_{G0}$  und  $\omega_{Gu}$  so übertragen, daß der Verstärkungsabfall an beiden Bandgrenzen den gleichen Betrag hat, so müssen nach Gl. 4b offenbar die Quadrate der zugehörigen Grenzverstimmungen gleich sein.

$$y_{G0}^2 = y_{Gu}^2 \text{ oder } y_{Gu} = -y_{G0}$$

Mit  $y_{Gu} = \frac{\omega_{Gu}}{\omega_R} - \frac{\omega_R}{\omega_{Gu}}$  und  $y_{G0} = \frac{\omega_{G0}}{\omega_R} - \frac{\omega_R}{\omega_{G0}}$  erhält man daraus nach Umrechnung für die Resonanzfrequenz:

$$\omega_R = \sqrt{\omega_{Gu} \omega_{G0}} \quad (6)$$

Die Resonanzfrequenz ist danach also nicht auf die arithmetische Bandmitte zu legen, wie es im Interesse einer gleichmäßigen Verstärkung der beiden Seitenbänder einer amplitudenmodulierten Trägerfrequenz an sich wünschenswert erscheint, sondern auf die geometrische Bandmitte. Es liegt das daran, daß die über  $\omega$  aufgetragene Kurve der Verstärkung asymmetrisch verläuft. Bei sehr großen relativen Bandbreiten (von mindestens der Größenordnung einer Oktave) kann dadurch für bestimmte Bereiche der Seitenbänder eine kleine Verstärkungsdifferenz auftreten, ebenso ergeben sich für die Beträge des Phasenwinkels kleine Unterschiede, die jedoch für den praktischen Betrieb eines Verstärkers bedeutungslos sind.

Es erweist sich für den weiteren Fortgang der Rechnung als zweckmäßig, den Frequenzparameter  $y$ , den wir an Stelle der Frequenz  $\omega$  eingeführt haben, um die Berechnung von der absoluten Lage des Übertragungsbandes im Spektrum unabhängig zu machen, durch Bezug auf die „Grenzverstimmung“  $y_G$ , das ist die Verstimmung an der Bandgrenze, zu normieren. Diese Grenzverstimmung ist identisch mit der relativen Bandbreite, da mit  $\omega_R = \sqrt{\omega_{G0} \omega_{Gu}}$  gilt:

$$y_G = \frac{\omega_{G0}}{\omega_R} - \frac{\omega_R}{\omega_{G0}} = \sqrt{\frac{\omega_{G0}}{\omega_{Gu}}} - \sqrt{\frac{\omega_{Gu}}{\omega_{G0}}} = \frac{\omega_{G0} - \omega_{Gu}}{\omega_R} = \frac{\Delta\omega}{\omega_R} \quad (7)$$

Die Einführung einer normierten Verstimmung  $y' = \frac{y}{y_G}$  und analog dazu einer

normierten Dämpfung  $d' = \frac{d}{y_G}$  erweitert also unsere Aufgabe insofern, als nicht mehr der Verstärker einer ganz bestimmten Bandbreite untersucht wird, sondern alle Verstärker gleicher Kreiszahl, unabhängig von Resonanzlage und Bandbreite, gemeinsam behandelt werden können.

Der Scheinleitwert erhält damit jetzt die Form:

$$\mathfrak{G} = \omega_R C d' y_G \left(1 + j \frac{y'}{d'}\right) \quad (8)$$

Der Wirkanteil dieses Leitwertes ergibt nach Gl. (5) für die Grundverstärkung

$$v_0 = \frac{S}{\omega_R y_G C d'} = \frac{S}{(\omega_{G0} - \omega_{Gu}) C d'} = \frac{S}{C} \cdot \frac{1}{2\pi \Delta f} \cdot d' \quad (9)$$



Gl. (9) zeigt, daß das Verstärkungs-Bandbreitenprodukt einer Stufe proportional ist dem Steilheits-Kapazitätsverhältnis dieser Stufe. Der Proportionalitätsfaktor  $d'$  ist abhängig, wie später gezeigt wird, von dem zugelassenen Verstärkungsabfall und — bei Verstärkern größerer Kreis- und Stufenzahl — von der Form der Frequenzgangkurve.

### Der Einzelkreis bei asymmetrischer Lage zum Übertragungsband

Im Vorhergehenden war angenommen, daß die Bezugsfrequenz der Verstimmung  $\omega_0$  in dem Ausdruck  $y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$  mit der Resonanzfrequenz des Kreises zusammenfällt. Bei mehrkreisigen Verstärkern mit versetzten Kreisen werden nun die Resonanzfrequenzen der einzelnen Kreise im allgemeinen voneinander abweichen.

Für die Berechnung einer mehrkreisigen Schaltung ist es aber erforderlich, an Stelle der verschiedenen Verstimmungen der Einzelkreise  $y' = \frac{\omega}{\omega_{R'}} - \frac{\omega_{R'}}{\omega}$  eine einzige unabhängige Veränderliche einzuführen, die man zweckmäßig auf die geometrische Mitte des zu übertragenden Bandes bezieht:

$$y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \text{ mit: } \omega_0^2 = \omega_{G0} \cdot \omega_{Gu} \quad (10)$$

Diese Einführung ist im allgemeinen nur als Näherung möglich, jedoch ergibt sich gerade für den praktisch fast allein interessierenden Fall der paarweise versetzten Kreise, bei denen eine zur Bandmitte symmetrische Verstärkung des Bandes erreicht wird, eine exakte Lösung. Die Behandlung dieser speziellen Aufgabe wird dem folgenden Abschnitt vorbehalten.

Wir setzen als Näherungsfunktion an:

$$Y_N(\omega) = k_1 (y - k_2)$$

und bestimmen die Konstanten so, daß strenge Übereinstimmung zwischen Näherung und Originalfunktion bei Resonanz [ $y = y(\omega_R)$ ] und auf Bandmitte ( $y = 0$ ) besteht. Die Wahl dieser Übereinstimmungspunkte ergibt bei der Anwendung auf die spätere Bandfilterberechnung die geringsten Abweichungen gegenüber der strengen Rechnung. Die Konstanten werden damit:

$$k_1 = 1 \quad k_2 = \frac{\omega_R}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_R}$$

Nennt man:

$$\frac{\omega_R}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_R} = Y_R$$

die Resonanzverstimmung des Kreises, so ist die Näherungsfunktion damit nach Umrechnung:

$$Y_N = y - Y_R \quad (11)$$

Den Gültigkeitsbereich der Näherung darf man innerhalb einer maximalen relativen Bandbreite  $y_G = \frac{\Delta f}{f_0} = 1$  annehmen, was einem Frequenzumfang von etwa

$1\frac{1}{2}$  Oktaven entspricht. Dabei ist angenommen, daß die Resonanzfrequenz innerhalb des Bandbereiches liegt ( $-1 < y_R' < 1$ ).

Schreibt man Gl. (4) jetzt unter Einführung des neuen Frequenzparameters, so ergibt sich mit  $d$  als Dämpfung des Kreises

$$\mathfrak{G} = \omega_R C \{ (d - j y_R) + j y \} \quad (12)$$

Wenn wir wieder mit der Grenzverstimmung normieren, erhalten wir endgültig für den Leitwert:

$$\mathfrak{G} = \omega_R C y_G \{ (d' - j y_R) + j y' \} \quad (13)$$

aus dem wir bei Annahme der Röhrensteilheit  $S$  die Grundverstärkung

$$v_0 = \frac{S}{C} \frac{1}{2\pi \Delta f} \frac{f_0}{I_R} \frac{1}{\sqrt{d'^2 + y_R'^2}} \quad (14)$$

und die Verstimmungsdämpfung

$$\mathfrak{G}' = 1 + j \frac{y'}{d' - j y_R'} = 1 + j \frac{y'}{\delta'} \quad (15)$$

errechnen.

Die in dieser Gleichung auftretende komplexe Konstante  $\delta = d + j y_R$  legt Dämpfung und Resonanz des Kreises fest. Wir bezeichnen sie daher zweckmäßig als Kennwert des Kreises. Wird für eine bestimmte Dimensionierung weiter noch eine dritte Größe vorgegeben (etwa die Kreiskapazität  $C$  oder aber die geforderte Grundverstärkung), dann lassen sich aus diesem Kennwert alle Aufbaugrößen des Kreises in einfacher Art bestimmen.

### Der mehrstufige Einzelkreisverstärker

Mit den im vorhergehenden Abschnitt gewonnenen Beziehungen kann man jetzt die Verstimmungsdämpfung eines mehrstufigen Einzelkreisverstärkers als eine Produktreihe aus Termen nach Gl. (15) schreiben, da die Verstärkungen der einzelnen Stufen sich miteinander multiplizieren. Die resultierende Verstimmungsdämpfung eines  $n$ -stufigen Verstärkers ist daher:  $\mathfrak{G}' = \mathfrak{G}'_1 \mathfrak{G}'_2 \cdots \mathfrak{G}'_n$

$$= \prod_{v=1}^n \left( 1 + j \frac{y'_v}{\delta'_v} \right) \quad (16)$$

mit der Norm des Betrages:

$$G'^2 = |\mathfrak{G}'|^2 = \prod_{v=1}^n \frac{d_v'^2 + (y' - y'_{Rv})^2}{d_v'^2 + y_v'^2} \quad (16a)$$

und dem Argument:

$$\varphi = \sum_{v=1}^n \arctg \frac{y' - y'_{Rv}}{d'_v} \quad (16b)$$

Die Grundverstärkung des  $n$ -stufigen Verstärkers beträgt nach Gl. (14)



$$v_0 = \frac{1}{(2\pi\Delta f)^n} \frac{P}{\nu=1} \left( \frac{S\nu}{C\nu} - \frac{f_0}{f_{R\nu}} \frac{1}{\sqrt{d_{\nu}^2 + Y_{R\nu}^2}} \right) \quad (17)$$

### Das symmetrische Kreispaar

Wie im vorhergehenden Abschnitt gezeigt wurde, führt die Analyse des Frequenzganges eines  $n$ -stufigen Verstärkers zu einem Polynom  $n$ -ten Grades der Verstimmung, dessen Wurzeln die Kennwerte der Kreise sind. Diese Darstellung benutzt jedoch eine Näherung für den Frequenzparameter, die den Gültigkeitsbereich des Ansatzes auf einen Frequenzumfang von etwa einer Oktave eingrenzt.

Nun werden in der Praxis meist Verstärker verwendet, die einen symmetrischen Frequenzgang haben. Es ist zu zeigen, daß für einen solchen Verstärker die Beziehung Gl. (16) streng gilt. Wenn zwei nach Abb. 2 hintereinander geschaltete Einzelkreisstufen gleiche Dämpfungen und entgegengesetzt gleiche Resonanzverstimmungen haben, so ist ihr resultierender Leitwert:

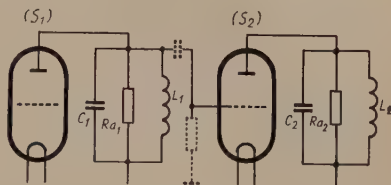


Abb. 2. Mehrstufiger Verstärker

$$\begin{aligned} \mathfrak{G} &= \mathfrak{G}_1 \mathfrak{G}_2 = \{ \omega_{R1} C_1 (\delta + j \eta_1) \} \{ \omega_{R2} C_2 (\delta + j \eta_2) \} \\ &= \omega_{R1} \omega_{R2} C_1 C_2 \{ \delta^2 + j \delta (\eta_1 + \eta_2) - \eta_1 \eta_2 \} \end{aligned} \quad (18)$$

Die Forderung der entgegengesetzt gleichen Resonanzverstimmung bedeutet, daß die Bezugsfrequenz der Verstimmung das geometrische Mittel der beiden Resonanzfrequenzen ist.

$$\eta_{R1} = -\eta_{R2} \quad \left( \frac{\omega_{R1}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{R1}} \right) = \left( -\frac{\omega_{R2}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{R2}} \right)$$

Durch Umrechnung erhält man:

$$\omega_0^2 = \omega_{R1} \omega_{R2} \quad (19a)$$

Unter Benutzung dieser Beziehung gilt weiter:

$$\begin{aligned} \eta_1 + \eta_2 &= \left( \frac{\omega}{\omega_{R1}} - \frac{\omega_{R1}}{\omega} \right) + \left( \frac{\omega}{\omega_{R2}} - \frac{\omega_{R2}}{\omega} \right) = \omega \frac{\omega_{R1} + \omega_{R2}}{\omega_{R1} \omega_{R2}} - \frac{1}{\omega} (\omega_{R1} + \omega_{R2}) \\ &= \left( \frac{\omega_{R1}}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega_{R1}} \right) \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = 2 \sqrt{1 + \left( \frac{\eta_R}{2} \right)^2} Y \end{aligned} \quad (19b)$$

$$\text{mit } |\eta_R| = \frac{\omega_{R1,2}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{R1,2}}$$

$$\begin{aligned} \text{und: } \eta_1 \eta_2 &= \left( \frac{\omega}{\omega_{R1}} - \frac{\omega_{R1}}{\omega} \right) \left( \frac{\omega}{\omega_{R2}} - \frac{\omega_{R2}}{\omega} \right) = \left( \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) - \left( \frac{\omega_{R2}}{\omega_{R1}} + \frac{\omega_{R1}}{\omega_{R2}} \right) \\ &= Y^2 - \eta_R^2 \end{aligned} \quad (20)$$

Gl. (18) wird damit

$$\mathfrak{G} = \omega_0^2 C_1 C_2 \{ (\delta^2 + \eta_R^2) + j 2 \delta \sqrt{1 + \left( \frac{\eta_R}{2} \right)^2} Y - Y^2 \}$$

Setzt man:

$$\delta^2 + \eta_R^2 = d^2 + y_R^2 \quad (21a)$$

$$\delta \sqrt{1 + \left(\frac{\eta_R}{2}\right)^2} = d \quad (21b)$$

so wird

$$\mathfrak{G} = \omega_0^2 C_1 C_2 \{ (d^2 + y_R^2) + j 2 d y - y^2 \} \quad (22)$$

$$= \omega_0^2 C_1 C_2 \{ (d + j y_R) + j y \} \{ (d - j y_R) + j y \} \quad (22a)$$

Diese Gleichung weist die exakte Gültigkeit des Ansatzes für die auf Bandmitte bezogene Verstimmung nach Gl. (11) nach, wenn die Kennwerte des Kreispaares, wie in der Voraussetzung angenommen wurde, konjugiert komplex sind. Es sei hier ausdrücklich darauf hingewiesen, daß die Kenngrößen der Kreise durch die griechischen Buchstaben  $\delta$  und  $\eta_R$  gekennzeichnet sind. Ihre Berechnung aus den in Gl. (22) eingeführten Größen  $d$  und  $y_R$  erfolgt über das Gleichungssystem (21a) und (21b), das nach Auflösung für die Resonanzverstimmung und Dämpfung die Werte liefert:

$$\delta^2 = \frac{1}{2} \{ y_R^2 + d^2 + 4 - \sqrt{(y_R^2 - d^2 + 4)^2 + 4 d^2 y_R^2} \} \quad (23a)$$

$$\eta_R^2 = \frac{1}{2} \{ y_R^2 + d^2 - 4 + \sqrt{(y_R^2 - d^2 + 4)^2 + 4 d^2 y_R^2} \} \quad (23b)$$

Ist nun  $4 d^2 y_R^2 \ll (y_R^2 - d^2 + 4)^2$  eine Ungleichung, die im Bereich einer Oktave immer erfüllt ist, so wird:

$$\delta \approx d \quad (23c)$$

$$\eta_R \approx y_R \quad (23d)$$

Die Grundverstärkung des Kreispaares beträgt jetzt:

$$v_0 = \frac{S_1}{C_1} \cdot \frac{S_2}{C_2} \frac{1}{\omega_0^2} \frac{1}{d^2 + y_R^2} \quad (24)$$

oder bei Einführung der Grenzverstimmung:

$$v_0 = \frac{S_1}{C_1} \frac{S_2}{C_2} \frac{1}{(2\pi f)^2} \frac{1}{d'^2 + y_R'^2} \quad (24a)$$

Für den Betrag der Verstimmungsdämpfung ergibt sich aus Gl. (22):

$$G'^2 = 1 - 2 \frac{y_R'^2 - d'^2}{(y_R'^2 + d'^2)^2} y'^2 + \frac{1}{(y_R'^2 + d'^2)^2} y'^4 \quad (25)$$

Man sieht aus dieser Gleichung, daß der Betrag der Verstimmungsdämpfung symmetrisch zur Ordinatenachse verläuft, da in dem Polynom, das die Norm des Betrages gibt, nur Potenzen von  $y'^2$  auftreten.

Die charakteristischen Formen des Frequenzganges eines solchen Kreispaares zeigt Abb. 3.

Ist  $y_R > d$ , so erhält man eine zweihöckerige Kurve, die dem Frequenzgang eines überkritisch gekoppelten Bandfilters entspricht (Kurve 1).

Die Lage der Höcker findet man durch Berechnung der Extrema in Gl. (25)

$$y_H = \pm \sqrt{y_R'^2 - d'^2} \quad (26a)$$



Die Verstimmungsdämpfung hat hier den Wert:

$$G_H' = 2 \frac{y_R d}{y_R^2 + d^2} \tag{26b}$$

da  $G'(0) = 1$ , gibt Gl. (26b) auch unmittelbar die Überhöhung der Höcker der Verstärkungskurve im Verhältnis zur Einsattelung.

Wird  $y_R = d$ , so fallen die beiden Höcker zusammen. Es ist dies der Fall des kritisch gekoppelten Filters. Der Frequenzgang zeigt in der Umgebung der Bandmitte einen nahezu waagerechten Verlauf und steigt dann zu den Bandgrenzen steil auf (Kurve 2).

Für  $y_R < d$  ergibt sich der Frequenzgang eines unterkritisch gekoppelten Filters, der nun noch schneller von seinem Minimum bei  $y = 0$  ansteigt (Kurve 3).

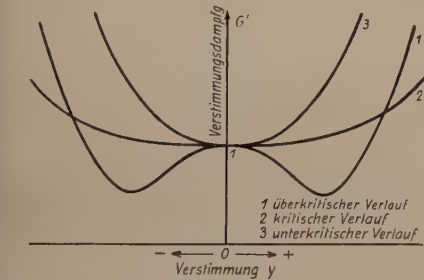


Abb. 3. Frequenzgänge eines symmetrischen Kreispaares

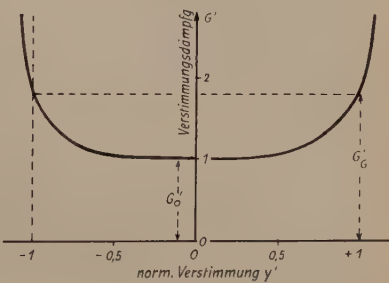


Abb. 4. Frequenzgang eines Schienemann-Verstärkers

Im folgenden wird noch für einige ausgezeichnete Verstimmungen der Wert der Verstimmungsdämpfungen angegeben:

Verstimmung	$y_R > d$ (überkritisch)	$y_R = d$ (kritisch)	$y_R < d$ (unterkritisch)
$\sqrt{y_R^2 - d^2}$	$\frac{2}{y_R/d + d/y_R}$	1 (Bandmitte)	—
$\sqrt{d^2 - y_R^2}$	—	1 (Bandmitte)	$2 \sqrt{1 - \frac{3}{(y_R/d + d/y_R)^2}}$
$\sqrt{y_R^2 + d^2}$	$\frac{2}{\sqrt{1 + y_R/d}}$	$\sqrt{2}$	$\frac{2}{\sqrt{1 + y_R/d}}$
$y_G$ (Bandgrenze)	$\frac{(d^2 - y_R^2 + y_G^2)^2 + 4d^2 y_R^2}{(d^2 + y_R^2)^2}$	$\frac{\sqrt{y_G^4 + 4d^4}}{2d^2}$	wie bei $y_R > d$

Zusammenstellung einiger ausgezeichnete Verstimmungen eines symmetrischen Kreispaares mit den zugehörigen Verstimmungsdämpfungen

Die Größe der Verstimmung, bei der die Verstimmungsdämpfung  $\sqrt{2}$  beträgt, ist:

$$y^2 \text{ (Halbwert)} = (y_R^2 - d^2) + \sqrt{2(d^4 + y_R^4)} \tag{27}$$

Mit Hilfe dieser Formeln ist es möglich, aus vorliegenden Kurven des Frequenzganges die Werte der Dämpfungen und Resonanzverstimmungen eines Kreispaares zu errechnen, ohne an der Schaltung selbst eine weitere Messung vorzunehmen. Für ein Kreispaar mit eingesatteltem Frequenzgang ergibt beispielsweise die Höckerlage und die Tiefe der Einsattelung nach Gl. (26a) und (26b) ein Wertepaar, das zur Errechnung der Schaltungsdimensionierung ausreicht, wenn außerdem noch ein Schaltungselement je Kreis — etwa die Kreiskapazität — bekannt ist. Ist  $y_H$  die Höckerverstimmung und  $G_H'$  die zugehörige Verstimmungsdämpfung, so ist:

$$d^2 = y_H^2 \frac{G_H'^2}{2(1 - G_H'^2) \left( 1 + \sqrt{\frac{1}{1 - G_H'^2}} \right)} \quad (28a)$$

$$y_R^2 = y_H^2 \left( 1 + \frac{G_H'^2}{2(1 - G_H'^2) \left( 1 + \sqrt{\frac{1}{1 - G_H'^2}} \right)} \right) \quad (28b)$$

Ähnliche Gleichungssysteme lassen sich für nicht eingesattelte Kreispaaire aufstellen, wenn man als Ausgangsgleichungen beispielsweise die Verstimmungsdämpfung der Bandgrenze und die Halbwertsverstimmung benutzt.

### Mehrstufige Einzelkreisverstärker mit symmetrischem Frequenzgang

Die Anwendung der Ableitungen des vorigen Abschnitts auf mehrstufige Verstärker mit symmetrischem Frequenzgang lehrt, daß je zwei Kreise eines solchen Verstärkers konjugiert komplexe Kennwerte haben müssen, das heißt die Dämpfungen der Kreise müssen paarweise einander gleich sein, und das geometrische Mittel ihrer Resonanzfrequenzen muß die Frequenz der Bandmitte ergeben. Handelt es sich um einen Verstärker mit ungerader Stufenzahl, so ist der übrigbleibende Kreis auf Bandmitte abzustimmen, seine Resonanzverstimmung muß also verschwinden.

Die Grundverstärkung eines solchen Verstärkers ist unter Benutzung von Gl. (24a):

$$v_0 = \frac{1}{(2\pi \Delta f)^n} \prod_{v=1}^{v=n} \left( \frac{S_v}{C_v} \frac{1}{\sqrt{d_v'^2 + y_{Rv}'^2}} \right) \quad (29)$$

Das Produkt  $\prod_{v=1}^{v=n} \left( \frac{1}{\sqrt{y_{Rv}'^2 + d_v'^2}} \right)$  ist dabei gleich dem Koeffizienten der höchsten Potenz von  $y'$  in dem Polynom für den Betrag der Verstimmungsdämpfung. Wenn also

$$G'^2 = 1 + a_1 y'^2 + a_2 y'^4 + \dots + a_n y'^{2n}$$

die Norm des Betrages der Verstimmungsdämpfung ist, so ist

$$\prod_{v=1}^{v=n} \left( \frac{1}{\sqrt{y_{Rv}'^2 + d_v'^2}} \right) = a_n \quad (29a)$$

Man findet diese Beziehung durch Ausmultiplizieren von Gl. (16a).

### Literatur:

- [1] Schienemann: Trägerverstärker großer Bandbreite. Telegraphen- u. Fernsprech-Technik [1939] 1—7.
- [2] Feldtkeller: Rundfunksiebschaltungen. Verlag S. Hirzel, Leipzig [1944].

(Fortsetzung folgt)



# Fotoelektrische Farbmessung an Fernsehbildröhren

*Mitteilung aus dem Standard Laboratorium der C. Lorenz AG Werk Eblingen*

## Grundlagen der Farbmessung

Das Prinzip der Farbmessung schließt sich eng an eine Modellvorstellung über den Mechanismus des Farbsehens im Auge an. Das Modell des Auges, das hierbei vereinfacht zugrunde gelegt wird, sieht folgendermaßen aus: Auf der Netzhaut wird ein Bild der Außenwelt entworfen. Jeder kleine Bezirk der Netzhaut besitzt drei lichtabsorbierende Stoffe (Farbempfänger), die die ankommende Strahlung im blauen, grünen bzw. roten Spektralbereich absorbieren und durch physikalisch-chemische Umsetzungen in Nervenreize umwandeln. Das Verhältnis der drei empfangenen Reize ist entscheidend für den Farbeindruck. Bisher konnte allerdings kein allgemein anerkannter Beweis für die Richtigkeit dieser Vorstellung erbracht werden. Ferner ergaben sich bei der Untersuchung der Zäpfchen in der Netzhaut des Auges, welche das Farbsehen zweifellos bewerkstelligen, keine Anhaltspunkte über die spektrale Verteilung der Empfindlichkeit der drei Farbempfänger. Allein aus den Gesetzen der Farbmischung und der Untersuchung von verschiedenen Formen der Farbblindheit läßt sich die spektrale Verteilung der Empfindlichkeit der drei Farbempfänger angeben, die nunmehr gestattet, den Farbeindruck einer Lichtquelle mit einer bestimmten spektralen Energieverteilung unter festgelegten Bedingungen richtig, d. h. in Übereinstimmung mit der subjektiven Beurteilung, vorauszusagen.

Die Gesetzmäßigkeiten sind so einfach, daß man sogar eine gewisse Willkür bei der Auswahl der Verteilungskurven zulassen kann. Es lassen sich verschiedene Systeme aufstellen, bei denen allerdings die Ergebnisse der Untersuchung an Farbblinden nicht berücksichtigt werden. Man verzichtet bewußt darauf, die Angleichung an die Physiologie des Auges mehr als unbedingt notwendig durchzuführen, um sich Kurven der spektralen Energieverteilung aussuchen zu können, die für die Messung und Darstellung der Farben besonders geeignet erscheinen. Die von der Internationalen Beleuchtungskommission (IBK) vorgeschlagenen und allgemein eingeführten Werte sind in Abb. 1 aufgezeichnet. Die Kurven stellen Mittelwerte dar, die mit Hilfe zahlreicher normal-sichtiger Versuchspersonen bei Farbmischungsversuchen gewonnen wurden. Die Y-Kurve entspricht der Empfindlichkeitsverteilung des hell adaptierten Auges mit einem Maximum in Grün gelb. Die Z-Kurve hat ein Maximum in Blau, während die X-Kurve neben dem Maximum in Rot ein kleines Nebenmaximum in Blau hat. Der Flächeninhalt, den die Kurven mit der Abszisse einschließen, ist für alle drei Kurven gleich.

## Fotoelektrische Farbmessung

Es liegt nahe, mit einer Fotozelle und vorgeschalteten Filtern diese Kurven nachzuahmen. Dies ist nicht die einzige und auch nicht die exakteste Methode der Farbmessung; aber durch ihre Einfachheit gestattet sie sehr schnelle Messungen und genügt für die meisten Anwendungen. Ein solches Farbmeßgerät

wurde von A. Dresler<sup>1)</sup> beschrieben. Verwendet werden Kombinationen von Farbgläsern der Fa. Schott u. Gen. in Verbindung mit einem Selenfotoelement. Soweit die angegebenen Farbgläser noch nicht wieder erhältlich sind, lassen sich andere Kombinationen errechnen, die die Empfindlichkeit ebenfalls recht gut an die vorgeschriebenen Werte angleichen.

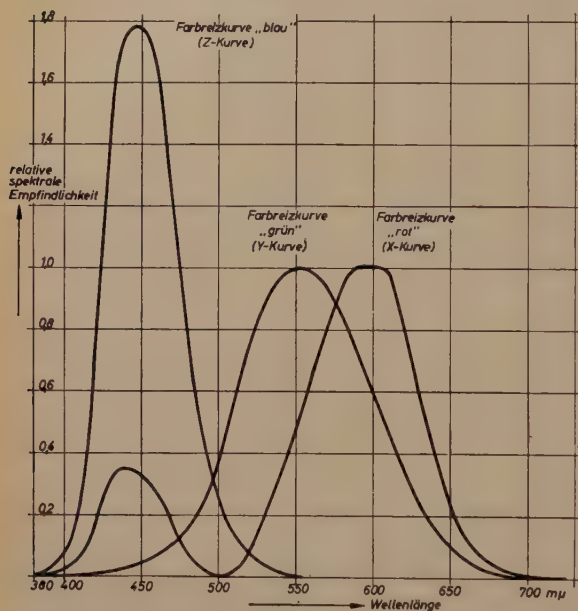


Abb. 1. Spektrale Empfindlichkeit der drei Farbbempfinger im IBK-System

Um die Absorption im Maximum möglichst gering zu halten und mit wenigen Filtern auszukommen, begnügt man sich mit einer mittleren Genauigkeit der Übereinstimmung. Ein parallelgeschaltetes Filter für den kurzwelligen Ausläufer des Rotfilters läßt sich einsparen, indem man die geringen Unterschiede zwischen diesem Ausläufer und der Blaufilterkombination vernachlässigt und zu dem gemessenen X- (rot) Wert einen Bruchteil des gemessenen Z- (blau) Wertes addiert. Die drei Filter sind auf einer Drehscheibe befestigt und werden wahlweise vor die Fotozelle geschaltet. Einen Nachbau des Gerätes zeigt Abb. 2. Die absolute Eichung des Gerätes kann direkt mit Hilfe eines schwarzen Strahlers oder durch Rechnung (Vergleich der von den X-, Y-, Z-Kurven eingeschlossenen Flächen) ermittelt werden.

Die bei einer Messung mit den drei Filtern festgestellten Anzeigewerte  $\varrho_1$ ,  $\varrho_2$ ,  $\varrho_3$  müssen noch mit Faktoren  $k_1 \dots k_3$  multipliziert werden, um die endgültigen Farbkoordinaten X, Y, Z zu ergeben.

$$X = k_1 \varrho_1 + k_2 \varrho_3$$

$$Y = k_3 \varrho_2$$

$$Z = \varrho_3$$

$k_2$  kann aus dem Vergleich des Flächeninhaltes der Z-Kurve und des kurzwelligen Ausläufers berechnet werden. Zur Bestimmung von  $k_1$  und  $k_3$  dient Sonnen-

<sup>1)</sup> A. Dresler: „Über ein fotoelektrisches Dreifarbenmeßgerät“, Licht 8, 238 [1938].

licht oder Glühlampenlicht. (Aus der bekannten spektralen Energieverteilung der Sonne oder Glühlampe kann man mit Hilfe der Farbreizkurve die Sollwerte ausrechnen.) In den drei Meßwerten und den dadurch gewonnenen drei Koordinaten sind die drei Angaben enthalten, durch die ein Farbeindruck charakterisiert ist: Der Farbton, die Sättigung der Farbe (Weißanteil) und die Helligkeit der Farbe. (Das Verhältnis der Meßwerte bestimmt den Ton und den Sättigungsgrad, ihr absoluter Wert die Helligkeit der Farbe.)

Die Helligkeit der Farben spielt an sich keine wesentliche Rolle, weil das Auge sich der jeweiligen Helligkeit anpaßt. Bei verschiedenen Farben im gleichen Gesichtsfeld kann aber die Helligkeit den Charakter einer Farbe stark verändern. So ist Braun ein ungesättigtes Orange, das aber sehr dunkel im Vergleich zur Umgebung ist. Und noch eine Reihe weiterer Farben stehen untereinander in einem ähnlichen Verhältnis wie die Grauwerte zu Weiß. Trotzdem kann man auf die Helligkeitsangabe bei der Farbbeurteilung meist verzichten und die Farbe durch zwei Koordinaten kennzeichnen. Man gewinnt dabei den Vorteil der ebenen Darstellung in einem Diagramm.



Abb. 2.  
Farbmeßgerät

Man teilt dazu den Rot-(X) bzw. den Grün(Y) Wert durch die Summe aller drei Werte ( $X + Y + Z$ ) und erhält die neuen Koordinaten.

$$x = \frac{X}{X + Y + Z}$$

$$y = \frac{Y}{X + Y + Z}$$

Die Darstellung im Raume (drei Koordinaten) wird durch die Darstellung in einer Ebene (zwei Koordinaten) (Schnitt des Farbtraumes) ersetzt.

Durch y und x wird das sogenannte IBK-Diagramm gebildet. Es enthält in einem Kurvenzug die völlig gesättigten Spektralfarben (s. Abb. 3), der auf der einen Seite durch die Purpurfarben abgeschlossen wird und alle übrigen weniger gesättigten Farben umschließt. Je weiter der „Farbort“ in der Mitte der umschlossenen Fläche liegt, um so mehr nähert sich seine Farbe dem Weiß.

Die Farborte des Sonnenlichtes, des blauen Himmels und des Lampenlichtes liegen daher auch in der Mitte des Diagramms. Ein Strahler mit gleicher Energieverteilung über das ganze sichtbare Spektrum nimmt den Mittelpunkt „E“ ( $x = 0,333$ ,  $y = 0,333$ ) ein. Die schwarzen Strahler beschreiben eine Kurve, die sich mit steigender Temperatur vom tiefen Rot über gelbe und weißliche Farbtöne zum grellen Bläulichweiß hinzieht (Farbtemperatur unendlich).

Die Farben gleichen Farbtons, aber verschiedener Sättigung, gehen nahezu in geraden Linien von den Spektralfarben und Purpurfarben aus und treffen



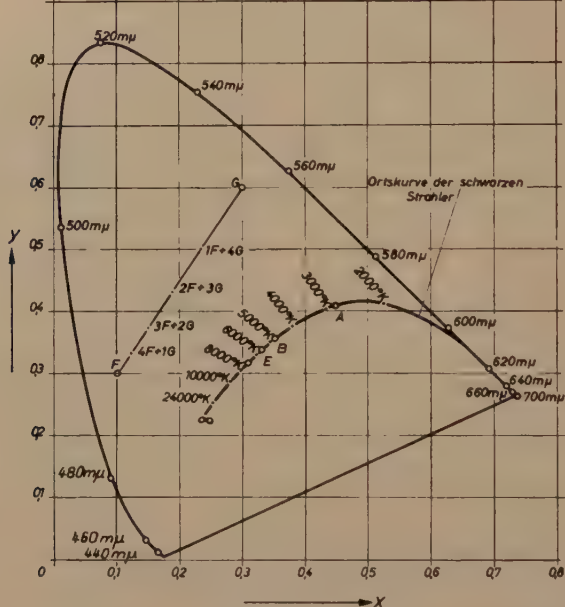
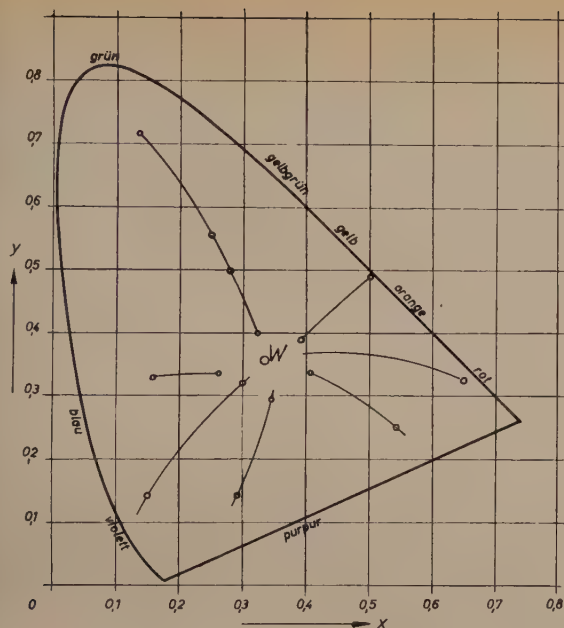


Abb. 3. IBK-Farbdigramm mit Ortskurve des schwarzen Körpers bei verschiedenen Temperaturen [A = Glühlampe 2850° K, B = Sonnenlicht, E = Energiegleicher Strahler, F, G = Ausgangsfarben gleicher Helligkeit für eine Mischung (auf der Verbindungslinie sind vier Mischungen eingetragen)]

so mischt man z. B. die weiße Fluoreszenzfarbe des Fernsichtbildschirmes aus zwei Ausgangskomponenten — etwa gelb und blau —, deren Verbindungslinie durch den gewünschten Farbton geht. In Abb. 8 ist z. B. als schraffierte Fläche der Bereich für den bei der jetzigen Fertigung der Lorenz-Bildröhren eingehaltenen Farbort eingetragen. Wenn man keine geeigneten Phosphore zur Verfügung hat, kann man denselben Farbort auch aus drei Komponenten zusammenstellen (Abb. 5), deren Farborte so liegen müssen, daß der gewünschte Farbort innerhalb des Dreiecks liegt, das durch die drei Grundfarben im IBK-Diagramm gebildet wird.

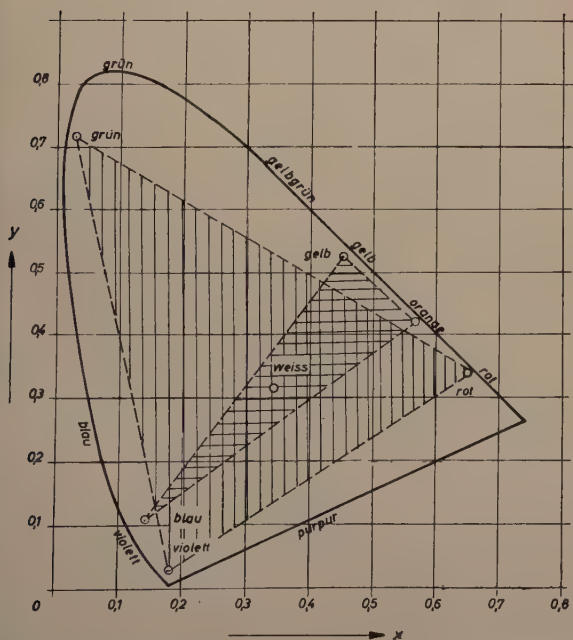
## Farbmessung und Farbempfindung

wegen der vielen vereinfachenden Annahmen, die dem Modell des Auges zugrunde liegen, ergibt das geschilderte Farbmeßverfahren Farbreizwerte, die nicht immer mit den Farbpempfindungen übereinstimmen. Nur unter bestimmten Bedingungen bezüglich Helligkeit, Gesichtswinkel und Umgebungsbeleuchtung ist Farbreiz gleich Farbpempfindung. Bei der Herstellung eines „weißen“ Leuchtschirmes tritt das sehr deutlich hervor. So selbstverständlich es zu sein scheint,



was man mit der Empfindung weiß meint, so schwer ist es, eine exakte Definition hierfür zu finden. Im IBK-Diagramm würde man den Mittelpunkt ( $x = 0,333$ ,  $y = 0,333$ ), den der energiegleiche Strahler einnimmt, als Weißpunkt bezeichnen, weil er eine bevorzugte Stellung einnimmt. Der Empfindung „weiß“ kommt aber eine Definition von Ostwald näher: Weiß ist die Farbe eines Körpers, der alle Farben voll-

Abb. 4. IBK-Farbdigramm. Die Linien stellen Farben gleichen Farbtons, aber verschiedener Sättigung dar. [Nach L. Mac Adam, Motion Picture and Television 57, 197 (1951)]



ständig diffus reflektiert, dessen Reflexionsgrad für alle Wellenlängen  $= 1$  ist. Damit ist ausgedrückt, daß eine weiße Fläche — etwa eine weiße Tischdecke — bei Lampenlicht in gleicher Weise weiß erscheint wie bei Tageslicht. Die Farbe „weiß“ hängt also gar nicht in erster Linie mit einer festen spektralen Energieverteilung, sondern mit dem Remissionsvermögen der Stoffe zusammen. Wir sehen bei normaler Beleuchtung die Farben

Abb. 5. Weißmischung aus drei Grundkomponenten: blau, gelb, orange bzw. violett, grün, rot

als feste unveränderliche Eigenschaften von Gegenständen an. Daher ist es zunächst überraschend, daß — wie gleich gezeigt werden wird — der Farbton eines Bildschirms je nach Art der Umgebungsbeleuchtung wandern kann. Es wird aber dadurch gerade die eben erwähnte Tatsache unterstrichen und eine Eigenart des Farbsehens einem größeren Personenkreis vor Augen geführt, die normalerweise kaum beachtet wird. Die Fluoreszenzfarbe des Leuchtschirms hat eine feste spektrale Energieverteilung, die sich nicht ändert, wenn die Beleuchtung der Umgebung gewechselt wird. Weil sich aber das Auge auf Körperfarben bezieht, deren „remittiertes“ Spektrum sich mit der Farbe des auftretenden Lichtes verändert, und den Eindruck „weiß“ mit einem weißen Blatt Papier verknüpft, erscheint die Farbe des selbstleuchtenden Bildschirms mit der Art der Raumbeleuchtung verändert.

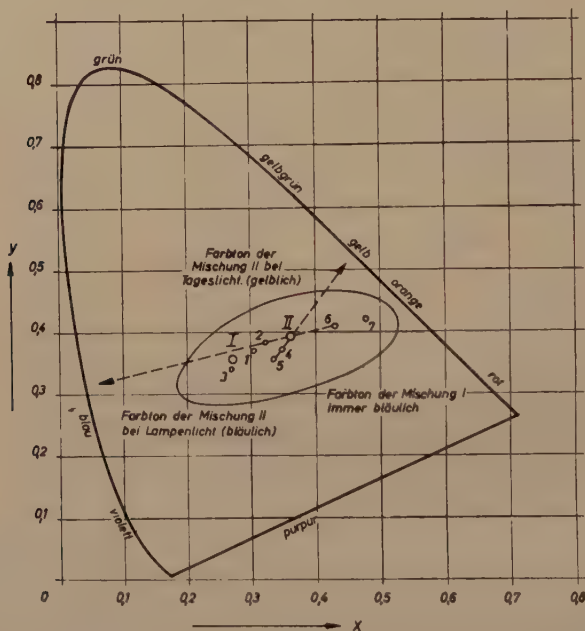


Abb. 6. Farborte verschiedener Raumbeleuchtungen im IBK-Farbdigramm

- 1 = Neblicher Morgen,
- 2 = bedeckter Himmel,
- 3 = blauer Himmel,
- 4 = Sonne morgens,
- 5 = Sonne mittags,
- 6 = Lampenlicht 2850° K,
- 7 = Lampenlicht 2200° K,
- I Leuchtstoffmischung „bläulichweiß“,
- II Leuchtstoffmischung „chamois“.



Die üblichen Beleuchtungsquellen sind schwarze Strahler, die im IBK-Diagramm als Linie erscheinen (Abb. 3). Die Farbe dieses Lichtes wird durch Beugung (blauer Himmel) und Absorption in der Atmosphäre, durch Reflexion an den Wolken und auf der Erdoberfläche etwas verschoben, so daß diese Linie zu einem schmalen Bereich aufgeweitet wird (Abb. 6). Der Leuchtschirm erscheint immer in dem Farbton, den ein Pfeil vom Farbort der Raumbeleuchtung über den Farbort des Bildschirmes anzeigt.

Man muß den Farbort der Leuchtsubstanz des Bildschirmes so wählen, daß dieser Umschlag in der Farbe bei Glühlampenlicht und Tageslicht möglichst

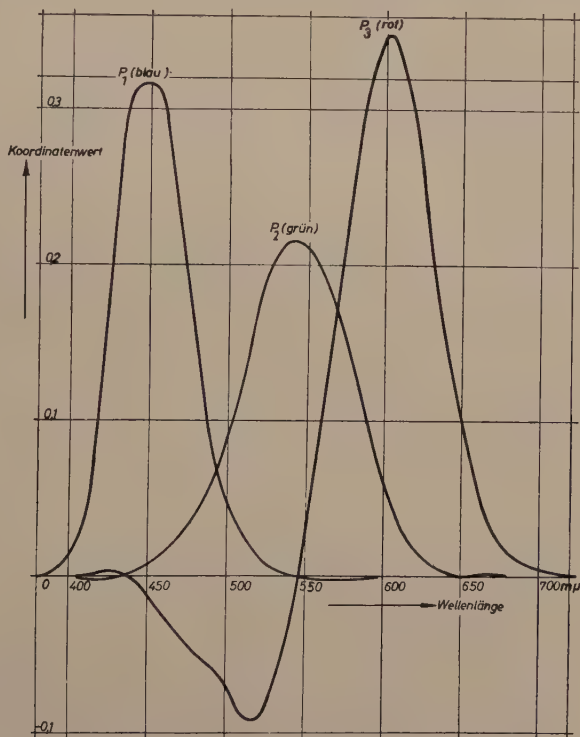


Abb. 7. Koordinaten der Spektralfarben im RGB-System

gering ist oder ein Farbton entsteht, der erfahrungsgemäß weniger stört: bläulich-weiß oder gelblichweiß.

Punkt I in Abb. 6 schlägt in der Farbe nicht um, sondern verändert nur den Grad der Sättigung, er wirkt bei Tageslicht (blauer Himmel) fast weiß, bei Lampenlicht aber stark bläulich. Punkt II wirkt bei Tageslicht im allgemeinen gelblich, bei Lampenlicht bläulich. Die Entscheidung darüber, welcher Farbort vorgezogen werden soll, muß man dem Publikumsgeschmack und der Mode überlassen. Die Aufgabe der Farbmessung kann lediglich sein, einen einmal bestimmten Farbton bei der Fertigung innerhalb festgelegter Toleranzen zu halten.

## Das Farbfernsehen als Problem der Farbmessung

Bei der Übertragung von Farben, wie sie Aufgabe des Farbfernsehens ist, erfolgt am Aufnahmeort im Prinzip eine Farbmessung, am Wiedergabeort die Wiederherstellung dieser Farbe aus Grundfarben, deren Intensitäten und damit deren Mischungsverhältnis durch die übertragenen Meßwerte gesteuert werden.

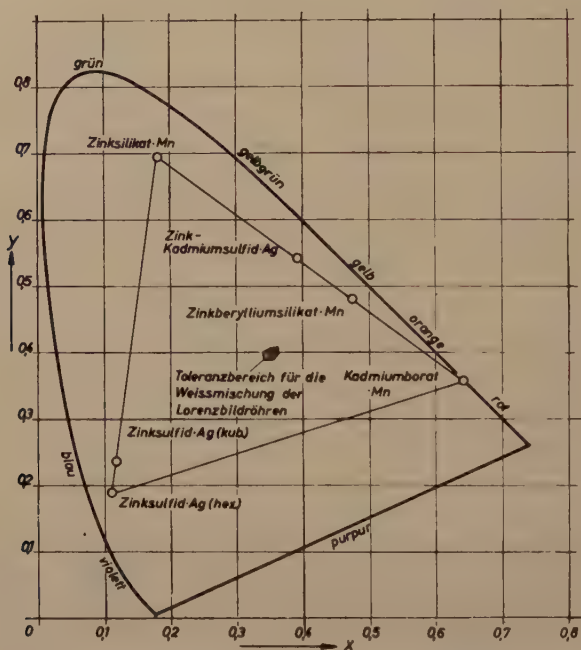


Abb. 8. Farborte verschiedener Leuchtstoffe im IBK-Farbdiaagramm  
Innerhalb des Dreiecks liegen alle Farben, die in einer Farbfernseh-Bildröhre erzeugt werden können

Es wurde bereits in Abb. 4 gezeigt, daß durch geeignete Mischung von drei Farben, z. B. Phosphoren einer Bildröhre  $P_1$ ,  $P_2$  und  $P_3$  alle Farben herstellbar sind, deren Farborte innerhalb des von den Farborten der drei Phosphore gebildeten Dreiecks liegen. Jede Mischfarbe ist durch drei Mengenangaben  $M_{P_1}$ ,  $M_{P_2}$  und  $M_{P_3}$  eindeutig gekennzeichnet. Man kann auf dieser Basis auch ein besonders gut an die Übertragungsmöglichkeiten des Farbfernsehens angepaßtes System der Farbmessung aufbauen, in dem  $M_{P_1}$ ,  $M_{P_2}$  und  $M_{P_3}$  direkt als Farbkoordinaten aufgefaßt werden. Man vergleicht eine zu messende Farbe mit einer Testfarbe, die man aus einer Mischung  $P_1$ ,  $P_2$  und  $P_3$  herstellt (besser natürlich durch Projektion der drei Grundfarben auf eine gemeinsame weiße Fläche). Bei Farbgleichheit ist die unbekannte Farbe durch die Mengen der drei Phosphore festgelegt. Die Spektralfarben sind i. a. bei dieser Messung nicht erfassbar, weil sie außerhalb des Dreiecks liegen. Man kann sie formal nur durch negative Koordinaten, die negativen Mengen entsprechen, in das System einbe-

ziehen, womit sich zunächst kein physikalischer Sinn verbinden läßt. Zugrunde liegt jedoch die physikalisch sinnvolle Tatsache, daß man aus einer Spektralfarbe und einem der drei Phosphore die gleiche Farbe wie mit den beiden anderen Phosphoren mischen kann:

$$M_{P_X} + M_{P_1} = M_{P_2} + M_{P_3},$$

wobei  $M_{P_X}$  = Menge eines Phosphors, dessen Farbort der Wellenlänge  $\lambda_x$  einer reinen Spektralfarbe entspricht. Subtrahiert man  $M_{P_1}$  von der Gleichung, so tritt diese Größe auf der rechten Seite negativ auf und stellt somit eine negative Koordinate der Spektralfarbe  $\lambda_x$  dar. Für ein spezielles System (RGB-System), in welchem für  $P_1$ ,  $P_2$  und  $P_3$  die drei Spektrallinien  $\lambda_1 = 700 \text{ m}\mu$  (rot),  $\lambda_2 = 546,1 \text{ m}\mu$  (grün) und  $\lambda_3 = 435,8 \text{ m}\mu$  (blau) festgesetzt sind, zeigt Abb. 7 die Werte für die Koordinaten der übrigen Spektrallinien. Sie bestimmen drei Kurven und erinnern an die in Abb. 1 gezeigten Empfindlichkeitskurven der drei Farbeempfänger. Allerdings gehen diese Kurven im Gegensatz zu den Kurven in Abb. 1 auch zu negativen Werten über. Tatsächlich stellen die Koordinaten der Spektralfarben gleichzeitig die Empfindlichkeitskurven der für eine Farbmessung nach diesem System zu verwendenden Farbeempfänger dar. Jede Farbe läßt sich in ihr Spektrum zerlegen, und die Fotozelle summiert die Anteile der Spektrallinien entsprechend ihrer spektralen Empfindlichkeit.

Durch die Meßwerte dieser Farbeempfänger wären die „Farbsender“ am Empfangsort zu steuern. Während sich nun — wenigstens im Prinzip — zwar Farbeempfänger realisieren lassen, die positive und negative Meßwerte abgeben, sind negative Mischungsbeiträge am Wiedergabeort natürlich physikalisch nicht darzustellen. Man geht daher praktisch den Weg, daß man wiedergabeseitig Phosphore verwendet, deren Farbort ein möglichst großes Dreieck aufspannen (violett, grün, rot; vgl. Abb. 8), so daß für die meisten in Wirklichkeit vorkommenden Farben keine oder nur geringe negative Mischungsanteile vorkommen. Die aus diesen Phosphoren bestimmten Empfindlichkeitskurven werden in der Bildaufnahme nachgeahmt, wobei der negative Anteil einfach gleich Null angesetzt wird. So kommt man zu Fernsehbildern, die zwar nicht exakt naturgetreu sind, die aber immerhin noch wesentlich bessere Farbtreue aufzuweisen haben als der Farbfilm oder farbige Reproduktionen.

#### Berichtigungen

In Heft 2 [1953], S. 55, ist im Aufsatz „Die speziellen Probleme beim Bau von Fernseh-Großbildanlagen“ leider beim Ausdruck des Hefes ein Teil der Formel umgestellt worden. Im letzten Drittel muß es auf dieser Seite richtig heißen:

„Wenn wir jetzt für die Raumladung und die Stromdichte folgende Werte einsetzen:

$$\varrho = \frac{n e c^2}{v_e R^2 \pi} \text{ em E,} \quad i = \frac{n e}{R^2 \pi} \text{ em E}$$

so erhalten wir für die Kraft auf unser Elektron im Punkt  $P$  den Ausdruck:

$$\text{In dieser Formel.....} \quad \oint R = \int \frac{n e}{R^2 \pi} \left( \frac{c^2}{v} - v_p \right) \frac{1}{a^2} \cos \vartheta \cos \psi dV$$

In der Arbeit „Hochspannungserzeugung für Fernsehgeräte und Oszillografen“ von Herbert Lennartz in Heft 4 [1953], S. 181 gelten die Formeln (1) und (2) für eine Vierfachstufe und nicht, wie irrtümlich angegeben, für eine Einfachstufe aus je einem Gleichrichter und Kondensator. Für eine solche Einfachstufe ändern sich die Formeln folgendermaßen:

$$U = \frac{n^3 \cdot I}{12 \cdot C \cdot f} \quad \dots (1) \quad \text{und} \quad U_{Br} = \frac{n(n+2) \cdot I}{8 \cdot C \cdot f} \quad \dots (2)$$



# Die Dimensionierung von Schwebungssummern

Schwebungssummer finden vor allem dann Anwendung, wenn in einem Bereich ein großes Frequenzband überstrichen werden soll. Für zahlreiche Meßaufgaben ist dies von hoher Bedeutung. Die Nachteile des Schwebungssummers gegenüber den heute viel verwendeten RC-Generatoren, hinsichtlich Frequenzkonstanz und Mitnahmeverzerrungen bei niedrigen Differenzfrequenzen, können durch geeignete Dimensionierungen und sorgfältigen Aufbau weitgehend ausgeschaltet werden. Über die zweckmäßige Dimensionierung der Oszillator-Schaltelemente soll im folgenden berichtet werden.

## Die Oszillatoren

Die wichtigsten Teileinheiten des Schwebungssummers sind die Oszillatoren, da von ihnen Frequenzbereich, Frequenzkonstanz u. a. m. abhängen.

## Die Ausgangsfrequenzen

Zunächst soll untersucht werden, wie hoch die Ausgangsfrequenzen  $f_1$  und  $f_2$  zu wählen sind. Für die Anwendung hoher Ausgangsfrequenzen spricht folgendes:

1. Wie noch gezeigt wird, entstehen bei der Mischung außer den Frequenzen  $f_1 + f_2$  und  $f_1 - f_2$  auch die Kombinationsfrequenzen der Harmonischen  $m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2$ . Diese dürfen nicht in den Nutzfrequenzbereich  $f_1 - f_2$  fallen. Da die Amplitude der Harmonischen mit steigender Ordnungszahl stark abnimmt, interessieren in der Hauptsache die Kombinationsfrequenzen der 2. und 3. Harmonischen ( $m, n = 2$  oder  $3$ ). Diese Kombinationsfrequenzen z. B.  $3f_2 - 2f_1$  liegen um so weiter außerhalb des Nutzfrequenzbereichs, je höher  $f_1$  und  $f_2$  gewählt wird (Abb. 1). ( $2f_1 - 2f_2 = 2f$ ,  $3f_1 - 3f_2 = 3f$  usw. verschieben sich natürlich nicht.)

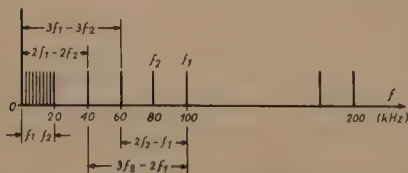


Abb. 1. Lage der Kombinationsfrequenzen zur Schwebungsfrequenz und den Oszillatorfrequenzen

2. Die im Mischprodukt enthaltenen Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  müssen von der Nutzfrequenz  $f$  durch Filter (Tiefpaß) getrennt werden. Die Filter sind um so einfacher, je größer der Abstand der höchsten Nutzfrequenz von  $f_1$  und  $f_2$  ist.

Dagegen spricht für eine niedrige Ausgangsfrequenz:

3. Je höher die Frequenzen  $f_1, f_2$ , desto kleinere Werte von  $\Delta C$  oder  $\Delta L$  der

Oszillatorschwingkreise genügen, um den gewünschten Frequenzvariationsbereich  $0 \dots f_{\max}$  zu bestreichen. Nun treten aber insbesondere bei Temperaturschwankungen unvermeidliche Änderungen der Oszillatorelemente auf. Aus Konstanzgründen müssen die Änderungen klein gegen die zur Erzielung des Frequenzvariationsbereichs erforderlichen prozentualen Änderungen der Oszillatorelemente sein.

4. Auch die Röhrenkapazitäten sind in der Anheizzeit oder durch Alterung sowie durch Betriebsspannungsänderungen Schwankungen unterworfen. Diese

wirken sich um so weniger aus, je größer die Schwingkreiskapazitäten an sich sind. Es ist infolgedessen ein möglichst großes  $C$  zu fordern, was aber wieder nur bei niedriger Oszillatorfrequenz zu verwirklichen ist.

Um die Forderungen 1. und 2. zu erfüllen, genügt es, wenn  $f_1$  mehreremal größer als die höchste Schwebungsfrequenz  $f_{\max}$  gemacht wird. Die Punkte 3. und 4. bedingen vor allem eine große Kapazität des Schwingkreises. Je größer aber die Gesamtparallelkapazität aus Festkondensator ( $C_p$ ) und Drehkondensator ( $C_d$ ), desto kleiner wird der mit einem gegebenen (oder noch technisch ausführbaren) Drehkondensator herstellbare Frequenzvariationsbereich.

Nach Abwägen aller Faktoren kommt man zu dem Ergebnis, daß die Ausgangsfrequenz  $f_1$  etwa fünfmal so groß wie die höchste Schwebungsfrequenz  $f_{\max}$  gemacht werden soll.

## Die Frequenzvariation

Zunächst ist die Frage zu beantworten, ob  $f$  durch Erhöhen oder Verkleinern einer der Ausgangsfrequenzen hergestellt werden soll.

Da eine Regelung der Induktivität wegen mangelnder Genauigkeit ausscheidet, wird die Frequenzvariation durch einen Drehkondensator bewirkt. Dieser Drehkondensator ist aber Kapazitätsschwankungen unterworfen, die andere Ursachen haben können (z. B. durch Luftfeuchtigkeit), als die bei den Festkondensatoren auftretenden Kapazitätsänderungen. Wie leicht einzusehen ist, wirken sich aber Änderungen der Frequenz eines Oszillators prozentual auf die Schwebungsfrequenz um so mehr aus, je tiefer sie ist. Ändert sich z. B. ein Oszillator um 10 Hz, so sind das bei 100 Hz Schwebungsfrequenz 10 %, bei 10 kHz aber nur noch 0,1 %. Würde man nun die Anordnung so treffen, daß  $f_1 = f_2$ , also Schwebungsnulld bei eingedrehtem Drehkondensator liegt, so würden die durch Kapazitätsänderungen des Drehkondensators hervorgerufenen Frequenzänderungen voll eingehen, während sie bei  $f_{\max}$  verschwinden. Des weiteren sind die Festkondensatoren der Schwingkreise ungleich. Da die Frequenzänderung von  $f$  am kleinsten ist, wenn die Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  sich gleichmäßig in der gleichen Richtung ändern, tritt durch die Ungleichheit der Festkondensatoren eine weitere zusätzliche Änderung eines Oszillators auf, die sich im ungünstigsten Fall zu der durch den Drehkondensator hervorgerufenen Frequenzänderung addiert.

Die geschilderten Nachteile werden vermieden, wenn der Schwebungsnulldpunkt bei ausgedrehtem Drehkondensator liegt. Dann sind die Festkondensatoren gleich, und die durch Schwankungen des Drehkondensators hervorgerufenen Änderungen sind am größten bei  $f_{\max}$ , wo sie prozentual weniger von Belang sind. Die Frequenzvariation muß also durch Eindrehen des Drehkondensators und damit durch Erniedrigung der Frequenz  $f_2$  bewirkt werden.

Zur Berechnung der Schwingkreiselemente und der erzielbaren Frequenzvariation dienen einige Formeln, die sich aus der bekannten Thomsonschen Schwingungsformel ableiten lassen. Es ist

$$\frac{C_p}{C_p + C_d} = \frac{f_2^2}{f_1^2} \quad \text{und} \quad \frac{C_d}{C_p} = \frac{f_1^2}{f_2^2} - 1 \quad (1)$$

Beim Entwurf eines Schwebungssummers ist der Frequenzvariationsbereich ja gegeben (z. B. ... 20 kHz). Nach dem oben Gesagten soll die Frequenz  $f_1$  etwa fünfmal der höchsten Schwebungsfrequenz  $f_{\max}$  (also  $5 \cdot 20 = 100$  kHz) sein.

Damit liegen  $f_1$  (100 kHz) und  $f_2$  ( $= 80$  kHz), da  $f_2 = f_1 - f$  fest. Aus der Bedingung, daß die Festkondensatoren  $C_p$  bei Schwebungsnull gleich sein sollen, folgt zunächst nur, daß die Induktivitäten  $L$  beider Oszillatoren ebenfalls gleich sein müssen.

Zur Bestimmung von  $L$ ,  $C_p$  und  $C_d$  ist es erforderlich, entweder  $C_p$  oder  $C_d$  oder  $C_p + C_d$  festzulegen. Dann ergibt sich  $C_p$  oder  $C_d$  aus (1), da das Verhältnis  $f_1/f_2$  ja bekannt ist. Da  $f_1$  die Frequenz bei Schwebungsnull (in unserem Beispiel 100 kHz) ist, bei der  $C_p$  die Schwingkreis Kapazität darstellt, kann unter Verwendung von  $C_p$  und  $f_1$  auch  $L$  ausgerechnet werden.

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f_2^2 C_p} = \frac{1}{4 \pi^2 f_1^2 (C_p + C_d)} \quad (2)$$

Bei Schwebungssummern für den Tonfrequenzbereich 20 Hz ... 20 kHz wird man  $C_p$  etwa 400 ... 600 pF groß machen. Man wird  $C_d$  etwas größer als unbedingt erforderlich wählen, um eine gewisse Reserve bei  $f_{\max}$  zu haben. Viel größer kann man  $C_p$  nicht machen, denn  $C_p + C_d$  kommen dann bald auf über 1000 pF, und  $L$  wird entsprechend kleiner. Das  $L/C$  Verhältnis wird aber dann rasch so ungünstig, daß der Oszillator nur schwer zum Schwingen zu bringen ist.

### Der Drehkondensator

Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, die Schwebungsfrequenz logarithmisch mit dem Drehwinkel des Abstimmkondensators zu ändern. Im Tonfrequenzbereich bürgerte es sich darüber hinaus ein, im Bereich 0 ... 100 Hz die Frequenz linear mit dem Drehwinkel bis etwa  $0,2\pi$  (Winkel im Bogenmaß gemessen) ansteigen zu lassen, da man mit rein logarithmischer Teilung ja niemals auf Null käme und die tiefen Frequenzen unnötig auseinandergezogen würden. Abb. 2 zeigt die gewünschte Kurve. Bei Trägerfrequenzsummern kann man den Beginn der logarithmischen Teilung etwas tiefer legen (etwa bei  $0,1\pi$ ), da bei solchen Geräten ein linearer Bereich nicht interessiert.

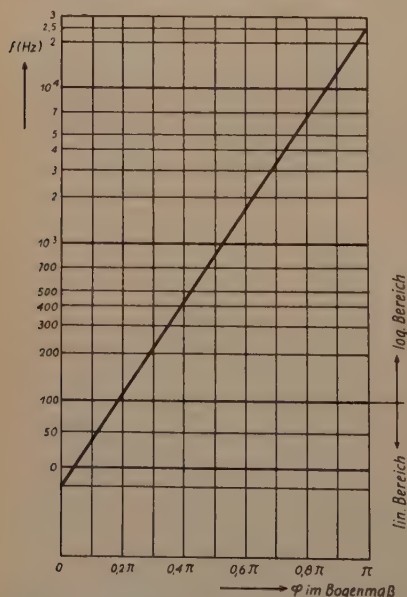


Abb. 2. Schwebungsfrequenz in Abhängigkeit vom Eindrehwinkel des Drehkondensators

Im Bereich der logarithmischen Frequenzänderung muß die Bedingung

$$f_1 - f(\varphi) = a \cdot e^{b\varphi} \quad (3)$$

erfüllt sein. Hierbei ist  $\varphi$  der Eindrehwinkel des Abstimmkondensators und  $a$  und  $b$  sind zwei Konstanten, die sich aus dem gewünschten Bereich der logarithmischen Teilung ergeben. Um eine gewisse Reserve bei voll eingedrehtem Drehkondensator zu haben, wird man die höchste Schwebungsfrequenz bei  $\varphi = \pi$  um etwa 20 ... 25 % höher wählen als die höchste Sollfrequenz  $f_{\max}$ , also z. B. 25 kHz statt



$f_{\max} = 20 \text{ kHz}$ . Dann ergibt sich einmal  $a \cdot e^{b\varphi} = 25\,000$  und, da die logarithmische Teilung bei  $\varphi = 0,2\pi$  und 100 Hz Schwebungsfrequenz beginnen soll, ist  $a \cdot e^{0,2\pi b} = 100$ . Hieraus errechnet sich

$$a = 25,1 \text{ (s}^{-1}\text{)}$$

$$b = 2,20$$

Fügen wir in (1) für  $f_2$  den sich ergebenden Wert für  $f(\varphi)$  ein, so hebt sich  $L$  heraus und wir erhalten

$$C_d(\varphi) = \frac{f_1^2 \cdot C_p}{(f_1 - a \cdot e^{b\varphi})^2} - C_p \quad (4)$$

Die Kapazitätzunahme  $dC_d(\varphi)$  des Drehkondensators bei kleiner Änderung  $d\varphi$  ist proportional  $K \cdot (R^2 - r^2)$ , wenn  $R$  der Radius des gerade eingedrehten Flächenelements und  $r$  der Radius des Statorplattenausschnittes ist.  $K$  ist eine Konstante, die die physikalischen und mechanischen Größen enthält, welche die Kapazität bestimmen.

Durch Differentiation von (4) nach  $\varphi$  erhält man also

$$K(R^2 - r^2) = \frac{2 \cdot a \cdot b \cdot C_p \cdot e^{b\varphi} \cdot f_1^2}{(f_1 - a \cdot e^{b\varphi})^3} \quad (5)$$

Da  $R$  vom Eindrehwinkel abhängig ist, ergibt Auflösung nach  $R$  die gesuchte Randkurve des Drehkondensators

$$R = \sqrt{\frac{2 \cdot a \cdot b \cdot C_p \cdot f_1^2}{K} \cdot \frac{e^{b\varphi}}{(f_1 - a \cdot e^{b\varphi})^3} + r^2} \quad (6)$$

wobei  $K = \frac{\varepsilon(n-1)}{8 \cdot \pi \cdot d}$  Hierin bedeuten:  $\varepsilon$  = Dielektrizitätskonstante  
 $n$  = Plattenzahl,  $d$  = Plattenabstand.

Den Radius  $r$  des Statorplattenausschnittes soll man nicht größer als unbedingt nötig wählen, ( $5 \cdots 10 \text{ mm}$ ). Bei kleinen Drehwinkeln  $\varphi$  ist nämlich  $R$  nicht viel größer als  $r$  und die Randstreuungen der elektrischen Feldlinien können nicht mehr vernachlässigt werden, was zu Abweichungen der berechneten Kurve führt.

Wie die Ausrechnung einiger Werte zeigt, ergeben sich Schwierigkeiten, wenn  $R$  in der Größenordnung von  $r$  liegt, das ist etwa im Bereich Null bis  $0,4\pi$ . Nüsslein [1] schlägt vor, bis etwa  $0,4\pi$  nur eine einzige Rotorplatte zu benutzen, die dann entsprechend größer ausfällt.

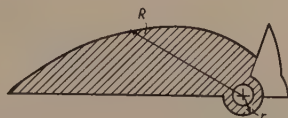


Abb. 3. Rotorplatte eines Drehkondensators mit logarithmischer Randkurve

Bei der Ausrechnung ist in diesem Bereich der Bruch unter der Wurzel in (6) mit der Anzahl der Rotorplatten zu multiplizieren, die der Drehkondensator zwischen  $0,4\pi$  und  $\pi$  besitzt. Eine Rotorplatte nach dem Vorschlag von Nüsslein gibt Abb. 3 wieder. Die schraffierte Fläche zeigt das Aussehen der übrigen Rotorplatten.

Bei einer völligen Neukonstruktion liegen in Formel (6)  $f_1$ ,  $a$ ,  $b$  und  $\varepsilon$  fest. Den Plattenabstand  $d$  wählt man nach mechanisch konstruktiven Gesichtspunkten

(etwa  $0,5 \cdot \cdot 1$  mm). Die Plattenzahl ist ebenfalls mechanisch konstruktiv bedingt, damit der größte Radius  $R_{\max}$  bei  $\varphi = \pi$  nicht zu groß wird. Für  $r$  und  $C_p$  gilt das bereits Gesagte. Die Randkurve liegt damit fest und kann konstruktiven Forderungen in der Hauptsache durch Wahl geeigneter Werte für  $d$  und  $n$  angepaßt werden.

Häufig soll der Drehkondensator durch die Änderungen der Randkurve eines handelsüblichen Kondensators hergestellt werden. Dann liegen wieder fest:  $f_1$ ,  $\varepsilon$ ,  $a$ ,  $b$  und  $d$ . Die Plattenzahl  $n$  kann man gegebenenfalls verringern. Ferner sind  $R = R_{\max}$  und  $r$  gegeben. Aus Formel (6) kann man durch Einsetzen der festliegenden Werte bei  $\varphi = \pi$  dann  $C_p$  bestimmen. Liegt  $C_p$  nicht in der gewünschten Größenordnung, so kann nur noch durch Verringerung der Plattenzahl hieran etwas geändert werden. Da man auch die Rotorpakete eines Mehrfachdrehkondensators nehmen kann, empfiehlt es sich zunächst von mehr Platten auszugehen, als überschlägig berechnet nötig wäre. Die nachträgliche Bearbeitung von Doppel- oder Mehrfach-Rotorpaketen ist natürlich schwieriger als bei einem einfachen Paket, so daß man trachten wird, möglichst mit einem Paket auszukommen. Dies hängt in der Hauptsache vom Plattenschnitt des zu ändernden Drehkondensators ab. Gemäß Abb. 2 ergibt sich ein längliches, schmales Paket, so daß durch Abfeilen der normalerweise höheren Pakete die gewünschte Randkurve hergestellt werden kann. Nachdem  $C_p$  auf den richtigen Wert gebracht ist, wird  $L$  nach Formel (2) berechnet.

Im Bereich der linearen Abhängigkeit der Frequenz vom Eindrehwinkel bleibt  $R$  konstant, d. h. die Randkurve ist ein Stück eines Kreisbogens, da sich bei sehr kleinen Änderungen von  $C_p + C_d$  die Frequenz mit guter Annäherung linear mit der Kapazität ändert. Bei kreisplattenförmigen Rotorplatten ändert sich aber die Kapazität linear mit dem Eindrehwinkel, so daß sich auch eine Frequenzänderung linear mit dem Eindrehwinkel ergibt.

### Frequenzmodulation

Für eine Reihe insbesondere elektroakustischer Anwendungen ist es erwünscht, die Frequenz in gewissem Grade mit einer niedrigen Frequenz zu modulieren (Heulton). Diese Frequenzmodulation geschieht am besten am festen Oszillator, da die Frequenzmodulation dann bei allen eingestellten Schwebungsfrequenzen gleich groß ist. Zur Durchführung benutzt man häufig rotierende Kondensatoren, die an den festen Oszillator angeschlossen werden. Damit sich eine sinusförmige Modulation ergibt, müssen diese Kondensatoren wieder eine besondere Rand-

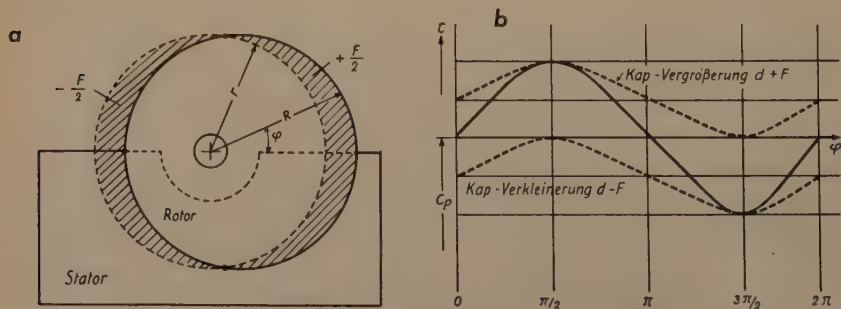


Abb. 4. Rotierender Kondensator für Frequenzmodulation

kurve besitzen. Eine andere Möglichkeit der Frequenzmodulation besteht in der Anwendung von Blindröhren in der bekannten Weise.

Die Randkurve eines rotierenden Kondensators gemäß Abb. 4a und b ist nach Tamberg [2] durch die Formel gegeben:

$$R = \sqrt{\frac{16 \pi C_p f_1^2 d}{\varepsilon (n-1)} \cdot \frac{f_m \cos \varphi}{(f_1 - f_m \sin \varphi)^3} + r^2} \quad (7)$$

Hierin haben  $C_p$ ,  $f_1$ ,  $d$ ,  $n$ ,  $\varepsilon$  und  $\varphi$  die gleiche Bedeutung wie in (6). Der Radius  $r$  ist jedoch der des Grundkreises der Rotorplatten, während  $f_m$  die maximale Frequenzänderung ist.

### Feineinstellbereiche

Infolge der logarithmischen Teilung ist die Ablesegenauigkeit bei allen Frequenzen etwa gleich. Es besteht aber oft der Wunsch, auch bei höheren Frequenzen relativ kleine Frequenzänderungen mit großer Genauigkeit durchzuführen. Blok [3] benutzt hierzu einen zweiten mit einer geeichten Skala versehenen Drehkondensator, der dem festen Oszillator parallelgeschaltet ist und etwa 5 ... 7 % des gesamten Frequenzvariationsbereichs bestreicht. Der Kondensator ist so geschaltet, daß der Hauptbereich bei voll eingedrehtem zweiten Kondensator richtig eingestellt ist. Durch Herausdrehen des zweiten Kondensators erfolgt dann eine Erhöhung der Frequenz  $f_1$ . Da der Hauptkondensator eine Erniedrigung von  $f_1$  bewirkt, ergibt sich insgesamt eine Erhöhung der Schwebungsfrequenz. Eine zusätzliche Erhöhung ist dem Betrage nach bei allen eingestellten Meßfrequenzen gleich groß, damit kann sie der auf der Skala des Hauptkondensators eingestellten Frequenz bei allen Einstellungen zuaddiert werden.

Wenn ein logarithmischer Drehkondensator nicht zur Verfügung steht, bereitet die Einstellung der tiefen Frequenzen Schwierigkeiten. Man hilft sich dann mit einem zweiten Bereich, indem man einen zweiten Drehkondensator mit etwa 7 % der Kapazitätsvariation des Hauptkondensators einschaltet (Abb. 5). Dadurch erhält man dann etwa 10 % der maximalen Frequenzvariation auseinandergezogen in einem Bereich. Die unterschiedlichen Anfangskapazitäten der

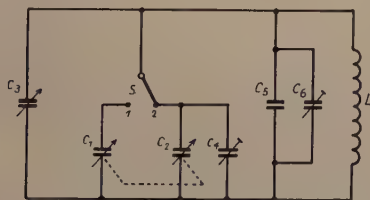


Abb. 5. Herstellung eines zweiten Bereiches durch Umschaltung auf einen kleinen Drehkondensator

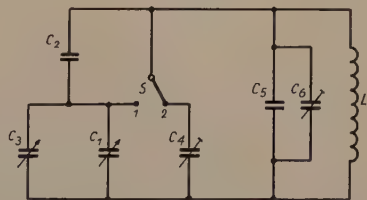


Abb. 6. Herstellung eines zweiten Bereiches durch Serienschaltung

Drehkondensatoren müssen durch Trimmerabgleich ausgeglichen werden. Eine andere Behelfslösung besteht darin, gemäß Abb. 6 einen kleinen Festkondensator zum Drehkondensator in Serie zu schalten. Dies empfiehlt sich aber nur, wenn der Drehkondensator bereits eine annähernd logarithmische Kennlinie hat, da bei der Serienschaltung mit einer kleinen Kapazität die Kapazitätsänderung bei größeren Drehwinkeln des Drehkondensators immer kleiner wird. Bei solchen Schaltungen ist ferner darauf zu achten, daß der der Nulleinstellung dienende



Kondensator immer dem Drehkondensator parallelgeschaltet bleibt. Zum Ausgleich der durch die Serienschaltung veränderten Anfangskapazität muß man einen entsprechenden Trimmer zum Drehkondensator parallel schalten.

## Die Frequenzkonstanz

Frequenzänderungen haben in der Hauptsache folgende Ursachen:

- a) Änderungen der Schwingkreiselemente durch Temperaturänderungen;
- b) Einfluß der Änderungen der Röhrendaten infolge Wärme (Anheizen) und Änderung der Betriebsspannungen.

Im allgemeinen überwiegen die Einflüsse nach a). Ändert sich eine der Frequenzen  $f_1$  oder  $f_2$ , so ändert sich die Schwebungsfrequenz um den gleichen Betrag. Ändern sich beide Frequenzen, so ist die Änderung  $df = df_1 - df_2$ , d. h. bei genau gleicher Änderung  $df_1 = df_2$  ergibt sich keine Änderung der Schwebungsfrequenz. Mit anderen Worten: die Frequenzverwerfung ist am geringsten, wenn irgendwelche frequenzändernden Einflüsse auf beide Oszillatoren möglichst gleichmäßig einwirken.

Sind  $L$  und  $C_p$  in beiden Schwingkreisen gleich, dann ergibt eine kleine Änderung  $dL$  folgende Frequenzänderung  $df(L)$

$$df(L) = -\frac{dL}{2L} (f_1 - f_2) \quad (8)$$

und eine Änderung von  $C_p$  um  $dC_p$  ergibt  $df(C_p)$

$$df(C_p) = -\left( \frac{f_1 dC_p}{C_p} - \frac{f_2 d(C_p + C_d)}{C_p + C_d} \right) \quad (9)$$

Aus diesen Formeln können einige sehr wichtige Schlüsse gezogen werden. Nach (8) ergeben gleichmäßige  $L$ -Änderungen um  $p\%$  Frequenzänderungen der Schwebungsfrequenz von der Hälfte, also  $\frac{1}{2}p\%$ . Abgesehen von gegensinnigen Änderungen ist das die kleinste überhaupt mögliche Änderung. Bezogen auf die Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  heißt das: Die Schwebungsfrequenz ändert sich bei gleichmäßiger  $L$ -Änderung in beiden Oszillatoren prozentual um den gleichen Betrag wie die Frequenz  $f_1$ . Daß sie sich überhaupt ändert, liegt daran, daß das Verhältnis  $L/C$  bei  $f_2$  anders ist als bei  $f_1$ , so daß sich  $df_1$  und  $df_2$  um einen kleinen Betrag unterscheiden werden.

Die Formel (9) besagt folgendes: Für  $C_d = 0$  ergibt sich das gleiche Ergebnis wie bei  $L$ -Änderung. Ändert sich  $C_d$  nicht, sondern nur  $C_p$ , dann wird  $d(C_p + C_d) = dC_p$ , d. h.  $f_2$  ändert sich prozentual weniger als  $f_1$ , oder  $df_2$  weicht erheblich von  $df_1$  ab, und es entsteht eine größere Änderung der Schwebungsfrequenz. Es ist daher wichtig, daß der Temperaturkoeffizient des Drehkondensators  $C_d$  nicht zu sehr von dem der Festkondensatoren  $C_p$  abweicht, da sich sonst bei hohen Schwebungsfrequenzen, d. h. je größer der Anteil des Drehkondensators an der Gesamtkapazität aus Drehkondensator + Festkondensator ist, sehr unerwünschte Frequenzänderungen ergeben, selbst bei sonst gleichmäßiger Änderung der anderen Teile.

Gewisse kleine Unterschiede werden sowohl bei den Temperaturkoeffizienten  $\alpha_1$  und  $\alpha_2$  der beiden Oszillatoren als auch in den herrschenden Temperaturen  $t_1$  und  $t_2$  der Oszillatoren bestehen. Diese Unterschiede nennen wir  $\Delta a$  und  $\Delta t$  und nehmen weiterhin an, daß sich die Frequenz der Oszillatoren proportional

mit der Temperatur ändere. Wie Block [3] gezeigt hat, kann man für die Änderung der Schwebungsfrequenz dann schreiben:

$$df = df_1 - df_2 = f_1 a_1 t_1 - f_2 a_2 t_2 \quad (10)$$

und nach Einführung von  $\Delta a$  und  $\Delta t$

$$df = f_1 a_1 t_1 - (f_1 - f) \cdot (a_1 - \Delta a) \cdot (t_1 - \Delta t)$$

Da  $f < f_1$  und  $\Delta a < a_1$  sowie  $\Delta t < t_1$ , kann man  $\Delta a \cdot \Delta t$  und  $f(a_1 \cdot \Delta t - t_1 \cdot \Delta a)$

vernachlässigen. Es wird dann

$$df = f a_1 t_1 + f_1(a_1 \Delta t + t_1 \Delta a) \quad (11)$$

Für  $\Delta a$  und  $\Delta t$  gleich Null bleibt nur  $f a_1 t_1$  übrig in Übereinstimmung mit dem bereits Besprochenen. Das 2. Glied in (11) beweist die angestellten Überlegungen, daß  $df$  bei gleichmäßiger Änderung der beiden Oszillatorfrequenzen ein Minimum wird. Der Faktor  $f_1$  in (11) zeigt, daß die Änderung  $df$  um so kleiner ist, je niedriger die Ausgangsfrequenz  $f_1$  gewählt wird.

Mit den heute zur Verfügung stehenden Schaltelementen ist ein Temperaturkoeffizient des Oszillators von etwa  $5 \cdot 10^{-5}$  zu erzielen. Das erste Glied in (11) ergibt dann bei  $10^\circ \text{C}$  Temperaturänderung eine Frequenzverwerfung von nur  $5 \cdot 10^{-4}$  oder 0,05 %.

### Temperaturkompensation

Es liegt nahe, den Einfluß der Temperatur durch Temperaturkompensation [4] auszugleichen. Dies ist mit Hilfe von Kondensatoren möglich, die aus Werten mit positivem und negativem Temperaturkoeffizienten zusammengesetzt werden. In der Tat gelingt es hierdurch, eine weitgehende Unabhängigkeit der Oszillatorfrequenz von Temperaturschwankungen zu erreichen. Eine vollständige Kompensation bei allen Schwebungsfrequenzen ist jedoch nicht möglich, weil ein Teil der Kapazität, nämlich der Drehkondensator veränderlich ist. Zudem unterliegt der Drehkondensator noch anderen Änderungseinflüssen (z. B. Luftfeuchtigkeit, mechanischer Verformung).

Ein Zahlenbeispiel soll zeigen, inwieweit eine Temperaturkompensation sinnvoll ist. Nach Formel (9) errechnet sich  $df$ , wenn  $f = 10^5 \text{ Hz}$ ,  $dC_p = 25 \cdot 10^{-14} \text{ F}$ ,  $C_p = 5 \cdot 10^{-10} \text{ F}$ ,  $f_2 = 0,99 \cdot 10^5 \text{ Hz}$  und  $C_d$  klein gegen  $C_p$  zu 0,25 Hz oder 0,025 %, da  $f_1 - f_2 = 100 \text{ Hz}$ . Dabei ist angenommen, daß  $C_p$  einen Temperaturkoeffizienten von  $5 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ \text{C}$  habe und die Temperaturerhöhung  $10^\circ \text{C}$  betrage, und zwar gleichmäßig bei beiden Oszillatoren. Eine Kompensation wäre in diesem Falle sinnlos. Aber bereits bei  $1^\circ \text{C}$  Temperaturdifferenz steigt  $df$  auf 2,25 Hz oder 0,225 %, also auf nahezu den zehnfachen Betrag, an und wächst um etwa den gleichen Betrag mit jedem weiteren Grad Temperaturdifferenz. Betrachtet man Frequenzänderungen von 0,5 ... 1 % noch als zulässig, so darf die Temperaturdifferenz nur einige  $^\circ \text{C}$  betragen, was jedoch bei geeignetem Aufbau ohne Schwierigkeiten erreicht werden kann. Eine Temperaturkompensation ist also nur sinnvoll, wenn mit großen Temperaturdifferenzen gerechnet werden muß.

Es ist weiter zu beachten, daß die Kompensation sehr genau sein muß. Ist z. B. ein Oszillator genau auf einen Temperaturkoeffizienten von Null abgeglichen,

der andere aber nicht, so gehen die verbleibenden Kapazitätsänderungen voll als Frequenzänderungen ein, so daß die Frequenzverwerfung größer wird, als wenn beide Oszillatoren einen gewissen, aber gleichen Temperaturkoeffizienten hätten. Abgesehen von Sonderfällen wird daher Temperaturkompensation bei Schwebungssummern nicht angewandt, sondern man trachtet danach, durch geeigneten Aufbau die Temperaturdifferenzen zwischen den beiden Oszillatoren möglichst gering zu halten und für die frequenzbestimmenden Schaltelemente Einzelteile mit möglichst kleinen und bei beiden Oszillatoren gleichen Temperaturkoeffizienten zu verwenden. Durch Verwendung entsprechender keramischer Kondensatoren mit einem TK von einigen  $10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ , welcher schon in der Größenordnung des TK des Drehkondensators liegt, gelingt es, Oszillatoren mit ausreichender Konstanz aufzubauen.

### Frequenzverwerfung durch Röhreneinflüsse

Nach Strutt [5] ist die Frequenz einer Oszillatorschaltung durch die Beziehung

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R + R_1}{L \cdot C \cdot R}} \quad (12)$$

wobei  $R_1$  die Verluste im Schwingkreis (als Serienwiderstand) und  $R$  den Einfluß des Anoden-Katoden- und Gitter-Katodenwiderstandes darstellen. Bei Änderung der Anodenspannungen ändert sich die Steilheit, der Anodenstrom, die Schwingamplitude, der Gitterstrom und die negative Gittervorspannung. Hierdurch ändert sich der Widerstand Anode-Katode sowie vornehmlich aber der Widerstand Gitter-Katode und die Kapazität Gitter-Katode. Es ist daher zweckmäßig, diese möglichst lose an den Schwingkreis anzukoppeln. Das bedeutet Einschaltung des Schwingkreises in den Anodenkreis.

Eine weitere Frequenzänderung ergibt sich durch Änderung der Gitter-Katodenkapazität mit der Erwärmung des Röhrenkolbens während der Anheizzeit. Hierdurch ändert sich die Dielektrizitätskonstante des Glases. Strutt [5] hat Änderungen gemessen, die etwa  $2 \cdot 10^{-2}\text{pF}$  betragen und somit durchaus in der Größenordnung liegen, die auch durch den Temperaturkoeffizienten der Kondensatoren hervorgerufen werden. Durch lose Ankopplung, also Einschaltung des Schwingkreises in den Anodenkreis, kann diese Änderung aber ebenfalls bis zur Bedeutungslosigkeit herabgemindert werden.

Um die durch die Röhren verursachten Frequenzänderungen möglichst klein zu halten, werden zweckmäßig für beide Oszillatoren gleiche Röhrentypen bei gleichen Betriebsspannungen verwendet. Die Betriebs-, insbesondere die Anodenspannung, ist durch Stabilisierung möglichst konstant zu halten.

### Literatur

- [1] Nüßlein, G., Berechnung und Bau von Tonkondensatoren für Schwebungssummer, FTM [1939], H. 1, S. 4 ... 7.
- [2] Tamberg, K., Die Berechnung der Drehkondensatoren eines Heulton-Schwebungssummers, FTM [1939], H. 2, S. 57 ... 61.
- [3] Blok, L., Ein Niederfrequenzoszillator, Philips techn. Rdsch. 5 [1940], S. 272 ... 278.
- [4] Roske, E., Temperaturkompensation von Schwingkreisen, FUNK UND TON 3 [1949], H. 6, S. 328 ... 340.
- [5] Strutt, M. J. O., Verstärker und Empfänger, Verlag Springer [1943].



# Die neuen CCIR-Beschlüsse

## Achter Teil:

### Studiengruppe Nr. 11: Rundfunk, einschließlich Einseitenbandfernsehen

(Fortsetzung aus FUNK UND TON 7 [1953], Heft 9, S. 472 u. f.)

Zunächst fand im Juli 1949 in Zürich eine allgemeine Debatte über die aufgeworfenen Fragen statt. Von den Delegierten der USA, Frankreichs, der Niederlande und von Großbritannien wurde angeregt, daß die Studiengruppe bei den nächsten Treffen die in diesen Ländern in Betrieb befindlichen Fernsehsysteme besichtigen sollte. Diese Besichtigungen fanden statt:

in den USA: März/April 1950

in Frankreich: Mitte April 1950

in den Niederlanden: Ende April 1950

in Großbritannien: Anfang Mai 1950

Vom 8. bis 12. Mai 1950 fand dann in London eine Tagung der Studiengruppe mit folgender Tagungsordnung statt:

1. Aussprache über die stattgefundenen Fernsehvorführungen
2. Aussprache über die seit der Züricher Tagung erzielten Fortschritte
3. Ausarbeitung einer vorläufigen Empfehlung über Fernschnormen für die nächste Vollversammlung des CCIR.

Auf der Londoner Tagung wurden folgende Beschlüsse gefaßt:

1. Studiengruppe 11 ist einstimmig der Meinung, daß es sich empfiehlt, eine Beantwortung folgender Fragen vorzunehmen:
  - a) Soll eine Normung auf regionaler oder weltweiter Grundlage erfolgen?
  - b) Soll der Fernsehbetrieb von der Netzfrequenz unabhängig sein?
  - c) Welches ist die geeignetste Bildfrequenz?
  - d) Welches ist die geeignetste Zeilenzahl?
  - e) Welches ist das geeignetste Betrachtungsverhältnis (Bildformat)?
  - f) Ist ein Zeilensprung ratsam, und wie müßten dann die Zeilen übertragen werden?
  - g) Soll positive oder negative Modulation verwendet werden?
  - h) Soll horizontale oder vertikale Polarisation mit Rücksicht auf die Ausbreitungsverhältnisse und die Störungen verwendet werden?
  - i) Soll für die Tonübertragung Amplituden- oder Frequenzmodulation verwendet werden?
2. Die Studiengruppe 11 hat sich über folgende Punkte einigen können:
  - a) Die Fernsehsysteme sollen von der Netzfrequenz unabhängig sein
  - b) Das Bildformat des Fernsehbildes soll 4 : 3 sein
  - c) Zwischenzeilenabtastrung soll im Verhältnis 2 : 1 verwendet werden
  - d) Für die Bildübertragung sollen unsymmetrische Seitenbänder verwendet werden
  - e) Eine Normung der Polarisation der drahtlosen Übertragung ist nicht erforderlich.
3. Studiengruppe 11 stellt fest, daß es unmöglich ist, Einstimmigkeit über verschiedene Fragen zu erzielen, weil in den einzelnen Ländern bei den verschiedenen Fernsehsystemen verschiedene Normen verwendet werden, vor allem, weil in der Öffentlichkeit bereits viele Empfänger in Benutzung sind.

Als Normen für die Bildzeilenzahl und die Zahl der Bilder pro Sekunde sind vorgeschlagen

	<u>Zeilenzahl</u>	<u>Bilder pro Sekunde</u>
1	405	25
2	525	30
3	625	25
4	819	25

Das Vorhandensein dieser verschiedenen Normen in den verschiedenen Ländern bringt es mit sich, daß die Annahme einer allgemein gültigen Norm nicht möglich ist.

Für die Normung der allgemeinen Eigenschaften des Fernsehsystems, das 625 Zeilen pro Bild verwendet, wurde eine Untergruppe zu der elften Studien-  
gruppe gebildet. Den Vorsitz erhielt Dr. W. Gerber (Schweiz).

4. Die Studiengruppe ist der Meinung, daß es zur Zeit für Farbfernsehsysteme zu früh ist, eine Normung vorzunehmen.

Im Juli 1950 tagte in Genf die Untergruppe Gerber und vereinbarte folgende CCIR-Fernsehnormen für ein 625-Zeilen-Schwarz-Weiß-Heimfernsehbild:

### Der Fernsehkanal

1. Die Breite eines Fernseh-Rundfunkkanals beträgt 7 MHz
2. Der Bildträger befindet sich 5,5 MHz tiefer als die dazugehörige mittlere Tonträgerfrequenz
3. Die mittlere Tonträgerfrequenz befindet sich 0,25 MHz unterhalb der oberen Kanalgrenze
4. Die Bildsendercharakteristik verläuft nach Abb. 1
5. Die Zeilenzahl eines Bildes beträgt 625, mit Zeilensprungverfahren im Verhältnis 2 : 1
6. Der Betrieb eines Fernsehsystems ist unabhängig von der Netzfrequenz
7. Die Zeilenfrequenz beträgt  $15\,625\text{ Hz} \pm 1\,000$ , womit eine Rasterfrequenz von 50 Hz entsteht
8. Das Bildformat (Breite zu Höhe) des Fernsehbildes beträgt 4 : 3
9. Die Abtastung des Bildes geschieht, bei gleichförmiger Geschwindigkeit während der aktiven Abtast-Zeitintervalle, von oben nach unten und von links nach rechts
10. Für die Bildübertragung wird Amplitudenmodulation mit unsymmetrischen Seitenbandverhältnissen verwendet (vgl. Abb. 1 und 2)
11. Eine Verminderung der Helligkeit bedingt eine Erhöhung der ausgestrahlten Leistung (negative Modulation)
12. Der Schwarzpegel (auch Pedestalpegel genannt — Pedestal ist ein längerer Impuls, der zur Anhebung eines kurzen dient) wird unabhängig vom Bildinhalt durch einen definierten Trägerpegel, nämlich 75 % (mit einer Toleranz von  $\pm 2,5\%$ ) des Spitzenwertes der Trägeramplitude, dargestellt
13. Bei der Modulation der Bildübertragung sollen die hellsten Bildstellen (maximaler Weißpegel) höchstens bis auf 10 % des Spitzenwertes der Trägeramplitude herankommen, d. h. der Träger darf nie unter 10 % seines Maximalwertes liegen
14. Dem eigentlichen Bildsignal wird eine Synchronimpulsfolge beigegeben

### Tonmodulation

15. Für die Übertragung des zu einer Fernsehsendung gehörenden Tones wird Frequenzmodulation mit einem Frequenzhub von  $\pm 50\text{ kHz}$  bei 100%iger Modulation verwendet.
16. Der Tonkanal soll vorentzerrt werden, auf Grund der Frequenzabhängigkeit des Scheinwiderstandes einer Serienschaltung einer Spule und eines Widerstandes, die eine Zeitkonstante von  $50\text{ }\mu\text{s}$  haben.

Während der VI. Vollversammlung des CCIR in Genf (1951) konnte eine Einigung über eine allgemeine weltweite Norm wieder nicht erzielt werden. Die vier bestehenden Systeme mit 405, 525, 625 und 819 Zeilen wurden diskutiert und die wichtigsten Eigenschaften festgelegt (siehe die folgende Tabelle):

Nr.	Eigenschaft	Schwarz-Weiß-Systeme				Farbsystem
		405	525	625	819	405
1	Zeilenzahl .....	405	525	625	819	405
2	Videobandbreite .....	3 MHz	4 MHz	5 MHz	10,4 MHz	4 MHz
3	Kanalbreite .....	5 MHz	6 MHz	7 MHz	14 MHz	6 MHz
4	Lage des Tonträgers zum Bildträger .....	— 3,5 MHz	+ 4,5 MHz	+ 5,5 MHz	— 11,15 MHz	+ 4,5 MHz
5	Lage des Tonträgers zur Kanalgrenze .....	+ 0,25 MHz	— 0,25 MHz	— 0,25 MHz	+ 0,10 MHz	— 0,25 MHz
6	Zeilensprung .....	2 : 1	2 : 1	2 : 1	2 : 1	2 : 1
7	Synchronisierung .....	unabhängig vom Netz	unabhängig vom Netz	unabhängig vom Netz	unabhängig vom Netz	unabhängig vom Netz
8	Zeilenfrequenz .....	10 125 Hz	15 750 Hz	15 625 Hz	20 475 Hz	29 160 Hz
9	Rasterfrequenz .....	50 Hz	60 Hz	50 Hz	50 Hz	144 Hz
10	Bildfrequenz .....	25 Hz	30 Hz	25 Hz	25 Hz	72 Hz
11	Bildformat .....	4 : 3	4 : 3	4 : 3	4 : 3	4 : 3
12	Abtastung .....	v. links n. rechts u. v. oben n. unten	v. links n. rechts u. v. oben n. unten	v. links n. rechts u. v. oben n. unten	v. links n. rechts u. v. oben n. unten	v. links n. rechts u. v. oben n. unten
13	Art der Bildmodulation ...	Amplitud.-Modulation	Amplitud.-Modulation	Amplitud.-Modulation	Amplitud.-Modulation	Amplitud.-Modulation
14	Seitenbänder .....	unsymmetrisch	unsymmetrisch	unsymmetrisch	unsymmetrisch	unsymmetrisch
15	Polarität der Modulation des Bildes .....	positiv	negativ	negativ	positiv	negativ
16	Schwarzpegel, unabhängig vom Bildinhalt .....	ja	ja	ja	ja	ja
17	Schwarzpegel in % der Trägeramplitude .....	30	75	75	25	75
18	Kleinster Trägerpegel in % des Trägerspitzenwertes .....	0	≤ 15	10	≤ 3	≤ 15
19	Tonmodulation .....	A 3	F 3 Frequenzhub ± 25 kHz 75 μs Vorentzerrung	F 3 Frequenzhub ± 25 kHz 50 μs Vorentzerrung	A 3	F 3 Frequenzhub ± 25 kHz 75 μs Vorentzerrung
20	Farbbildfrequenz .....	—	—	—	—	24 Hz
21	Farbbildrasterfrequenz ..	—	—	—	—	48 Hz
22	Farbfolge .....	—	—	—	—	rot, blau, grün

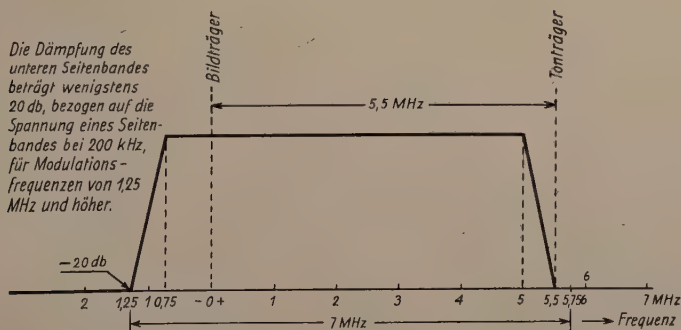


Abb. 1. Frequenzband-Charakteristik (625-Zeiten-System)



Auf Anregung der Amerikaner wurden die Eigenschaften, die allen vier Normen gemeinsam sind, zusammengestellt und als eigentliche Empfehlung des CCIR herausgegeben. Diese weltweite Norm ist aber ziemlich inhaltlos.

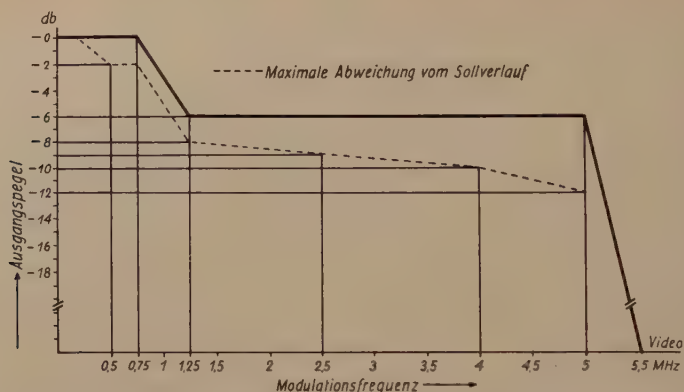


Abb. 2. Sendercharakteristik, gemessen am Ausgang eines linearen Zweiseitenband-Demodulators, einschl. Toleranzen (625-Zeilen-System)

## Empfehlung Nr. 82: Fernsehnormen

1. Fernsehsysteme sollen von der Netzfrequenz unabhängig sein.
2. Das Bildformat soll 4 : 3 sein.
3. Es soll Zwischenzeilenabtastung (2 Teilbilder) vorgenommen werden.
4. Die Abtastung des Bildes bei der Bilderlegung soll von links nach rechts und von oben nach unten erfolgen.
5. Der Bildträger soll amplitudenmoduliert sein.
6. Die Empfänger sollen für den Empfang von nur teilweise übertragenen Seitenbändern (Restseitenbandempfang) gebaut werden, wobei der Bildträger im Empfänger gedämpft wird.
7. Die Sender sollen das obere oder das untere Seitenband unterdrücken, der Träger soll nicht vermindert werden.
8. Bild- und Tonträger sollen im Kanal liegen, wobei der Bildträger 1,25 MHz von der einen Eckfrequenz und der Tonträger 0,25 MHz von der anderen Eckfrequenz des Kanals entfernt liegt.
9. Das unerwünschte Seitenband des Bildträgers soll teilweise unterdrückt werden, und zwar so, daß die Feldstärke an der Eckfrequenz, die 1,25 MHz vom Bildträger entfernt liegt, mindestens um 20 db gedämpft ist (siehe auch Abb. 1).
10. Der „Schwarzpegel“ soll durch einen bestimmten Trägerpegel dargestellt werden, der unabhängig vom Bildinhalt ist.
11. Die Polarisation der drahtlosen Übertragung braucht nicht genormt zu werden.

Bis zur nächsten Tagung sollen folgende Fragen und Studienprogramme bearbeitet werden:

### 1. Frage 65: Beurteilung der Güte von Fernsehbildern

Merkliche Meinungsverschiedenheiten bestehen bei den einzelnen Fachleuten in der Beurteilung der Bildgüte der verschiedenen Fernsehsysteme. Diese Meinungsverschiedenheiten liegen an

- a) der Unmöglichkeit einer gleichzeitigen Beobachtung der zu vergleichenden Bilder;
- b) den Qualitätsunterschieden der verschiedenen Geräte, die angeblich dasselbe System verwenden;
- c) den zeitweise auftretenden Schwankungen bei den Eigenschaften des verwendeten Geräts.

Deshalb sollte man die Güte jedes Fernsehbildes nach einer einheitlichen Methode erkennen und messen können, damit man objektive Vergleiche der an verschiedenen Orten erzielten Ergebnisse anstellen kann.

Es sollen daher einheitliche Verfahren zur genauen und objektiven Beurteilung der durch ein Fernsehsystem erreichten Bildgüte ausgearbeitet werden.

## 2. Frage 68: Auflösungsvermögen des menschlichen Auges

Wenn man für einen regelmäßigen Fernsehdienst verantwortlich ist, muß man die physiologischen Eigenschaften des menschlichen Auges, dessen Anforderungen man erfüllen will, genau kennen. Die wichtigsten dieser Eigenschaften sind

- das Auflösungsvermögen, das für die Wahrnehmung der Rasterung und der Feinheiten von Bedeutung ist,
- die Unterschiedsempfindlichkeit für die Helligkeit und die Unterschiedsempfindlichkeit für eine Änderung in der Abstufung (Nuance) bei gleicher Farbe.

Wegen der besonderen Eigenschaften der Fernsehbilder kann man nicht von vorn herein annehmen, daß die Ergebnisse der zahlreichen physiologischen Untersuchungen, die man auf diesem Gebiet schon gemacht hat, auch für die Beobachtung von Fernsehbildern gelten.

Deshalb soll folgende Frage untersucht werden:

Welche Werte sind für das Auflösungsvermögen und für die Unterschiedsempfindlichkeit der Helligkeit und einer Änderung in der Abstufung bei gleicher Farbe anzustreben? Es sind Kontrastwerte, Helligkeitswerte, Farbwerte und Entfernungen zu berücksichtigen, wie sie bei der Betrachtung von Lichtbildern und Fernsehbildern üblich sind.

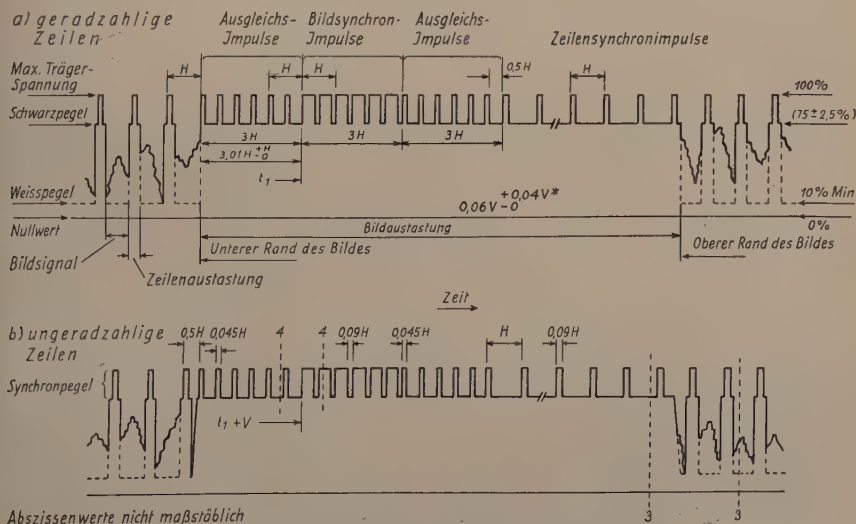


Abb. 3. Form der Synchronimpulse (625-Zeilen-System)

### 3. Studienprogramm 33: Rasterfrequenz beim Fernsehen

Bei den verschiedenen Fernsehsystemen hat man zwei verschiedene Rasterfrequenzen zu unterscheiden. Man sollte daher die untere Grenze der Rasterfrequenz bestimmen, die eine zufriedenstellende Wiedergabe unter Berücksichtigung der Eigenschaften lange nachleuchtender Stoff ergibt.

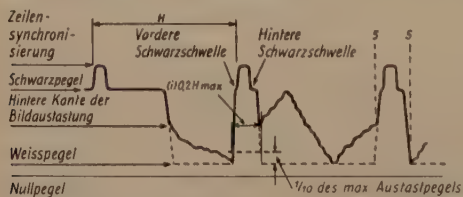
Das Studienprogramm sieht vor:

- Ermittlung der Beziehung zwischen größter Bildhelligkeit und Rasterfrequenz, wenn kein Flimmern zu beobachten ist, und zwar für Rasterfrequenzen von 50 bis 60 Teilbildern je Sekunde, wobei die Abklingzeit verschiedener Farben zu berücksichtigen ist;
- Bei der Ermittlung der Bedingungen für ein wahrnehmbares und zulässiges Flimmern soll besonders der Einfluß
  - eines weiten Änderungsbereiches der Raumbelichtung, die unter verschiedenen Winkeln auf den Bildschirm fällt,
  - der Verwendung von Graufiltern in diesem Änderungsbereich der Raumbelichtung,
  - der Verwendung von lange nachleuchtenden Stoffen für weißes Licht beachtet werden;
- Im Falle, daß diese Leuchtstoffe Komponenten von verschiedenen Farben enthalten, soll der Einfluß von Farbbränden untersucht werden. Auf jeden Fall soll die subjektive Schärfe von bewegten Bildern bestimmt werden.

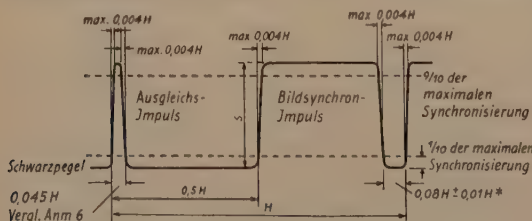
### 4. Studienprogramm 34: Bild- und Tonmodulation

Es sind die Vor- und Nachteile von positiver und negativer Bildmodulation sowie von Amplituden- und Frequenzmodulation des Tones zu bestimmen, wobei folgende Punkte zu berücksichtigen sind:

- Einfluß des Rauschens auf das Bild;
- Einfluß des Rauschens auf die Synchronisierung;
- selbsttätige Verstärkungsregelung;
- Tonempfang mit Zwischenfrequenz.

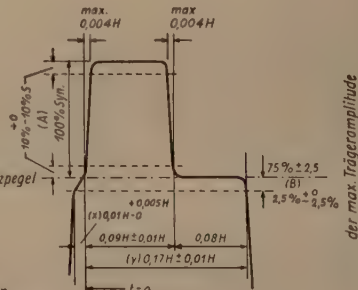


c) Ausschnitt 3-3 von b) in Abb. 3



d) Ausschnitt 4-4 von b) in Abb. 3

(Abszissenwerte nicht maßstäblich)



(A) Messung vor Modulation

(B) Messung nach idealer Modulation

b) Ausschnitt 5-5 von c)

Abb. 4. Einzelheiten der Synchronimpulse (625-Zeilensystem). Erläuterungen:  $H$  = Zeilendauer;  $V$  = Dauer eines Bildwechsels; Anlauf und Rücklauf der Bildaustastung dürfen höchstens  $0,1 H$  betragen. Anlauf und Rücklauf der Zeilenaustastung müssen so steil verlaufen, daß die Minimal- und Maximalwerte von  $(x + y)$  und  $(i)$  bei beliebigem Bildinhalt erhalten bleiben. Die mit \* versehenen Angaben bezüglich der Toleranzen gelten nur für länger anhaltende Schwankungen, nicht für aufeinander folgende Perioden. Der Spielraum für die Ausgleichsimpulse soll zwischen  $0,45$  und  $0,5$  des Spielraumes eines Zeilensynchronimpulses liegen

## **5. Studienprogramm 36: Umwandlung eines Fernsehzeichens von einer Norm in eine andere**

Es sind Methoden anzugeben, die angewendet werden können, um ein Fernsehsignal einer Norm in das einer anderen Norm umzuwandeln.

- a) wenn die Rasterfrequenz in beiden Normen gleich, die Zeilenzahl aber verschieden ist;
- b) wenn die Rasterfrequenzen und die Zeilenzahlen in beiden Normen verschieden sind.

## **6. Studienprogramm 35: Verringerung der Bandbreite beim Fernsehen**

Sowohl beim Fernsehrundfunk als auch bei der Übertragung über Relaisstrecken treten technische und wirtschaftliche Schwierigkeiten auf, um die für die Übertragung der Fernsehzeichen erforderliche Bandbreite zu erhalten.

Es sind Verfahren anzugeben, die angewandt werden können, um die erforderliche Bandbreite bei der Übertragung und Aussendung eines Fernsehbildes zu verringern, ohne daß die Bildgüte und insbesondere die Bildschärfe verschlechtert wird. Es ist die Möglichkeit zu untersuchen, ein normales Bildsignal von einer Stelle zu einer anderen zu übertragen, indem man dieses Signal in ein Zwischensignal nach dem Zwischenpunktverfahren umwandelt, wobei die Bandbreite des Zwischensignals geringer ist als die des Endsignals. Der Einfluß der Rasterfrequenz und der Verwendung von lange nachleuchtenden Stoffen auf das Flimmern und das Wandern zwischen den Punkten ist zu untersuchen.

## **7. Studienprogramm Nr. 37: Schwarz-Weiß- und Farbfernsehen**

Viele Länder werden ein Farbfernsehsystem einführen, nachdem bei ihnen ein Fernsehsystem mit Schwarz-Weiß-Bildern in Betrieb ist. Eine Anzahl verschiedener Systeme für das Farbfernsehen ist vorgeschlagen worden. Die Faktoren, die die Wahl eines Farbfernsehsystems beeinflussen, betreffen:

- a) die Bildgüte;
- b) die Kosten der Empfänger und unter Umständen der Umwandlungsgeräte;
- c) die Bandbreite.

Ist ein Schwarz-Weiß-Fernsehsystem bereits in Betrieb, so werden diese Betrachtungen durch die Notwendigkeit beeinflußt, das Veralten der vorhandenen Empfänger und die zu starke Erhöhung der Programmkosten zu vermeiden.

Es ist ein Verfahren anzugeben, das die beste Kombination von Schwarz-Weiß- und Farbfernsehsystemen bezüglich Bildgüte, Programmkosten und der Kosten der Empfänger bzw. Umwandlungsgeräte liefert.

## **8. Frage Nr. 67: Störabstand beim Fernsehen**

Für das gute Arbeiten eines Fernsehrundfunks müssen die maximalen Feldstärken von Störsignalen oder nicht erwünschten Signalen festgelegt werden, die zugelassen werden können, ohne den Empfang der Fernsehprogramme wesentlich zu beeinflussen. Die dem Fernsehrundfunk zugeteilten Frequenzbereiche sind so begrenzt, daß mehrere Sender auf dem gleichen Kanal arbeiten müssen. Die Wellen der Fernsehfrequenzen können sich unter Umständen bis zu Entfernungen ausbreiten, die den normalen Versorgungsbereich einer Antenne wesentlich überschreiten. Die Schwankungen in der Ausbreitung dieser Wellen werden hauptsächlich durch die geographischen Entfernungen der Fernsehsender



untereinander bestimmt, wenn gegenseitige Störungen vermieden werden sollen.

Frage: Welcher geringste Störabstand ist zulässig, wenn zwei Fernsehsender

- a) auf dem gleichen Kanal,
- b) auf benachbarten Kanälen,
- c) auf Kanälen von verschiedener Breite, die sich teilweise überlappen,

betrieben werden?

#### 9. Frage Nr. 66: Aufzeichnung von Fernsehbildern

Mit Rücksicht auf die spätere Wiedergabe sollen Verfahren für die Aufzeichnung von Fernsehzeichen ausgearbeitet werden.

Frage: Welche Eigenschaften sollen die Einrichtungen für die Aufzeichnung von Fernsehbildern und des entsprechenden Tones haben?

Es wird empfohlen, die Technik der Zeilenverbreiterung (durch Punktwobbelung) zu untersuchen, um die Zeilenstruktur bei der Aufzeichnung auf Film zu verringern.

#### Empfehlung Nr. 83:

**Störungen in Fernsehempfängern** auf Grund von Oberwellen und anderer unerwünschter Sendungen der Funksender.

Die Untersuchung von Rundfunkstörungen, die nicht durch Sender erzeugt werden, ist das Aufgabengebiet der internationalen Organisation CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radiophoniques). Da das CISPR für die Untersuchungen der von Sendern hervorgerufenen Störungen nicht zuständig ist, wurde auf der Stockholmer Tagung des CCIR 1948 die Frage 26 gestellt:

- 1 Können in den Fernsehempfängern durch Oberwellen und andere unerwünschte Aussendungen der Funksender Störungen verursacht werden, wenn die Leistung dieser unerwünschten Funksendungen sich in den Toleranzgrenzen hält, die in Atlantic City beschlossen worden sind?
- 2 Zutreffendenfalls:
  - a) In welchen Frequenzbändern sollen die Vorschriften der Funkvollzugsordnung für diese unerwünschten Aussendungen geändert werden?
  - b) Welche Toleranzen sollen in diesen Frequenzbändern für die höchstzulässige Leistung der Oberwellen und anderer unerwünschter Aussendungen der Funksender neu empfohlen werden?

Nach der Funkvollzugsordnung von Atlantic City (1947) muß im Frequenzbereich 10 bis 30 000 kHz die Leistung einer Oberwelle oder einer unerwünschten Sendung mindestens 40 db <sup>1)</sup> unter der Leistung der Grundfrequenz liegen und darf keinesfalls eine mittlere Leistung von 200 mW überschreiten. Es ist hier die Leistung zu verstehen, die der Antenne auf der Frequenz der Oberwelle oder der unerwünschten Aussendung zugeführt wird. Für die Ermittlung der erforderlichen Frequenzbandbreite einer Fernsehsendung kann auf Grund von Anhang 5 der Funkvollzugsordnung der Ausdruck

$$B = \frac{KN}{T}$$

als Anhalt dienen.

<sup>1)</sup> Die meisten Hochleistungssender haben ein Verhältnis von 70 db.

$K$  ist ein allgemeiner Zahlenfaktor, der von der Aussendung abhängt (er hängt beim Fernsehen von der zulässigen Verzerrung des Zeichens und der Zeit ab, die für die Synchronisierungszeichen verloren geht). Beim Fernsehen ist  $K = 1,5$ .

$N_T$  ist die größtmögliche Anzahl schwarzer und weißer Bildelemente, die je Sekunde beim Fernsehen zu übermitteln sind. Die Gesamtzahl der in einer Sekunde übermittelten schwarzen und weißen Bildelemente ist gleich der Zahl der Bildzeilen, aus denen jedes Bild zusammengesetzt ist, multipliziert mit der Zahl der Bildelemente je Bildzeile und mit der Zahl der in einer Sekunde übermittelten Bilder. Ist z. B. die Zahl der Bildzeilen gleich 500, die Zahl der Bildelemente je Bildzeile gleich 500 und die Zahl der Bilder je Sekunde gleich 25, so erhält man eine Bandbreite von ungefähr 9 MHz.

Die Empfehlung 83 besagt, daß die einzelnen Verwaltungen alle Angaben, die sich auf Störungen beim Fernsehrundfunk beziehen, sammeln sollen, um die Studiengruppe 1, die sich mit Senderfragen befaßt und die auf Grund des Studienprogramms Nr. 2 (Oberwellen und ungewollte Aussendungen) den Anhang 4 der Funkvollzugsordnung überarbeitet, zu unterstützen.

### Einseitenbandfernsehen

Bei einer etwa vorzusehenden Einseitenbandübertragung hätte man für das Bildzeichen des Fernsehens folgende Vorteile:

1. Bereitstellung einer größeren Anzahl von Kanälen in den zur Verfügung stehenden Bändern bzw. Bereitstellung einer größeren Bandbreite bei der gleichen Anzahl von Kanälen;
2. Vorhandensein eines Zeichens mit geringeren Verzerrungen am Ausgang des Empfängers;
3. Verbesserungen bei Stationen, die in Gleichwellennetzen und solchen, die auf der gleichen Frequenz arbeiten;
4. Vereinfachung der Sender und Empfänger in konstruktiver Hinsicht infolge der Verringerung der Sendebandbreite;
5. Vereinfachung des Empfängers, wenn der „Bild“-Träger mit dem „Ton“-Träger eine Schwebung bildet, um ein „Ton“-Zeichen auf der Zwischenfrequenz zu erzeugen.

Wegen dieser Vorteile hat die V. Vollversammlung des CCIR in Stockholm 1948 die Frage 25 gestellt:

### I. Empfänger

- a) Ist es möglich, die Serienfertigung eines Fernsehempfängers zu betreiben, der bei Einseitenbandbetrieb zufriedenstellend arbeitet und einen vernünftigen Preis erhält? Wird die Einstellung eines solchen Empfängers umständlicher sein als dies bei Zweiseitenbandempfängern der Fall ist?
- b) Kann man die für Zweiseitenbandbetrieb bestimmten Empfänger auch für Einseitenbandübertragung verwenden, oder kann man sie zu einem vernünftigen Preis ändern?
- c) Können die für Einseitenbandbetrieb gebauten Empfänger auch für den Empfang von Zweiseitenbandsendungen verwendet werden?
- d) Haben die Einseitenbandempfänger gegenüber den Zweiseitenbandempfängern Vorteile hinsichtlich der auftretenden Störungen?

### II. Sender

- a) Soll auf dem oberen oder auf dem unteren Seitenband gesendet werden?
- b) Welche Lage sollen Bild- und Tonträger zueinander haben?
- c) Soll das nicht gewünschte Seitenband vollständig oder nur teilweise unterdrückt werden, und mit welcher Dämpfung soll es unterdrückt werden?
- d) Soll die Trägerwelle vollständig oder nur teilweise unterdrückt werden?
- e) Welche Ersparnisse an Bandbreite können bei den verschiedenen Normen durch Verwendung des Einseitenbandverfahrens erzielt werden?

In Frankreich bestehen bereits Fernsehempfänger für Einseitenbandbetrieb, die bei 50 und 200 MHz arbeiten. Bei 50 MHz wird eine Zeilenzahl von 441 und bei 200 MHz eine solche von 819 Zeilen für den Empfang verwendet.

Es wird voraussichtlich nicht möglich sein, bestehende Zweiseitenbandempfänger in Einseitenbandempfänger umzuändern, da die entstehenden Kosten zu hoch liegen. Ein einfaches Mittel ist, die Empfindlichkeit des Empfängers zu ändern, indem man geeignete Absorptionskreise einbaut. Einseitenbandempfänger können auch für Zweiseitenbandempfang verwendet werden, wobei in Frankreich teilweise das obere und teilweise das untere Seitenband verwendet wird.

Für die Bevorzugung des oberen oder des unteren Seitenbandes beim Sender ist kein Grund vorhanden. Es können sogar Fälle eintreten, in denen man wahlweise das obere oder das untere Seitenband benutzen wird. Die europäische und die amerikanische Norm legen den Tonträger etwas über das Videoseitenband, das nicht gedämpft ist. Aber auch die entgegengesetzte Anordnung kann Vorteile haben.

Es empfiehlt sich, das unerwünschte Seitenband bis zu einer Frequenz zu übertragen, die 20 bis 25 % der gewünschten maximalen Videofrequenz beträgt; danach soll die Dämpfung rasch ansteigen. Auf der Sendeseite empfiehlt es sich nicht, den Träger zu verringern, damit auf der Empfangsseite eine genaue Wiedergabe des modulierten Zeichens möglich ist.

Die Vereinigten Staaten von Amerika haben folgenden Vorschlag zur Frage der Einseitenbandübertragung gemacht:

1. Die Empfänger sollen für den Empfang von unsymmetrischer Seitenbandübertragung entworfen werden; der Bildträger soll im Empfänger unterdrückt werden;
2. Bei den Sendern soll das obere Seitenband mit dem ausgestrahlten Träger bei Vollast gedämpft werden;
3. Der Bildträger soll 1,25 MHz über der unteren Eckfrequenz und der Tonträger 0,25 MHz unter der oberen Eckfrequenz des Kanals liegen;
4. das unerwünschte Seitenband soll so unterdrückt werden, daß bei einer Frequenz, die 1,25 MHz unter dem Träger liegt, die Feldstärke um 20 db verringert wird;
5. die gesamte zu fordernde Kanalbreite soll gleich der höchsten Videofrequenz, vermehrt um 1,75 MHz, sein.

## Fernsehübertragungen

In Zusammenarbeit mit dem CCIF sollen Untersuchungen über die Anforderungen, die an die Übertragungsgüte von Fernsehsendungen zu stellen sind, vorgenommen werden.

CCIF hat Bedingungen für koaxiale Kabel festgelegt, die für Fernsehzwecke verwendet werden sollen.

Es werden die Sollwerte und die zulässigen Toleranzen für folgende Größen benötigt:

1. Eingangs- und Ausgangswiderstand der Fernsehübertragungsstrecke;
2. Polarität des Signals;
3. Amplitude des Signals;
4. Verhältnis von Bildsignal zu Synchronisierungssignal;
5. Nichtlineare Verzerrung;
6. Stabilität der gesamten Übertragungsleitung;
7. Störabstand;
8. Kennlinien für Phase und Amplitude in Abhängigkeit von der Frequenz.

(Wird fortgesetzt)

# Gegenwärtiger Stand der Transistorenentwicklung

(Present Status of Transistor Development)

von J. A. MORTON, Senior MEMBER, IRE,  
American Telephone and Telegraph Co. DK 621.315.59:621.394.646.5

(Fortsetzung aus FUNK UND TON 9 [1953], Heft 9, S. 485 u.f.)

## Stand der Verkleinerungsmaßnahmen

### A. Raumbedarf

Hinsichtlich der Kleinheit der Abmessung eröffnet der Transistor neue Gebiete, die vordem den elektronischen Bauelementen verschlossen waren. Die Patronenbauart (Abb. 25), wie der Typ A, hat ein Volumen von  $1/50$  Kubikzoll ( $0,33 \text{ cm}^3$ ). Im Vergleich dazu hat eine Subminiaturröhre  $1/8$  Kubikzoll ( $2,1 \text{ cm}^3$ ) und eine Miniaturröhre 1 Kubikzoll ( $16,4 \text{ cm}^3$ ). Der sich in laufender Entwicklung befindliche Perlentransistor mit Berührungsspitze M 1689 hat im wesentlichen die gleichen elektrischen Eigenschaften wie der Schalttransistor der Patronenbauart M 1698<sup>10)</sup>, aber er hat nur einen Rauminhalt von etwa  $1/2000$  Kubikzoll ( $0,0082 \text{ cm}^3$ ). Der Perlenschichttransistor M 1752 hat ein Volumen von angenähert  $1/500$  Kubikzoll ( $0,033 \text{ cm}^3$ ), das aber, falls es notwendig sein sollte, auf die gleiche Größe wie beim Perlentransistor mit Berührungsspitze vermindert werden kann. Zur weiteren wesentlichen Herabsetzung der Maße in den Geräten muß der nächste Schritt die Nebenbestandteile erfassen. Es sei darauf hingewiesen, daß die niedrigen Spannungen, der niedrige Leistungsbedarf und die entsprechend niedrigeren Gerätetemperaturen eine weitere Verkleinerung der passiven Einzelteile ermöglicht.

Abb. 25. Verminderung des Raum- und Leistungsbedarfes

	Typ A September 1949	Januar 1952	Neu entwickelter Typ
Volumen .....	$1/50 \text{ in}^3$ ( $0,33 \text{ cm}^3$ )	$1/2000 \text{ in}^3$ $1/500 \text{ in}^3$	Punkt — M 1689 Schicht — M 1752
Minimale Kollektorspannung für A-Betrieb .....	30 V	2 V 0,2 V	Punkt — M 1768 — M 1734 Schicht — M 1752
Minimale Kollektorleistung für A-Betrieb .....	50 MW	2 MW 10 $\mu\text{W}$	Punkt — M 1768 Schicht — M 1752
Wirkungsgrad Klasse A ....	20 %	35 % 49 %	Punkt — M 1768 — M 1729 Schicht — M 1752

$$1/2000 \text{ in}^3 = 0,0083 \text{ cm}^3$$

$$1/500 \text{ in}^3 = 0,033 \text{ cm}^3$$

### B. Kraftbedarf

Der Transistor hat selbstverständlich den natürlichen Vorteil, keine Heizleistung zu benötigen; darüber hinaus wurden in den beiden letzten Jahren bedeutende Fortschritte bei der Herabsetzung der Kollektorspannung und der für den praktischen Betrieb erforderlichen Leistung erzielt. Im September 1949 wurden mit dem Transistor Typ A brauchbare Verstärkungen bei Kollektorspannungen von 30 Volt erhalten. Heute arbeiten verschiedene Elemente mit Berührungsspitzen (M 1768 und M 1734) zufriedenstellend mit Kollektorspannungen von  $2 \cdots 6$  Volt, und dies auch bei verhältnismäßig hohen Frequenzen. Ein Schichttransistor, der M 1752, kann brauchbare Verstärkungen sogar bei noch niedrigeren Kollektorspannungen von  $0,2 \cdots 1$  Volt liefern. Unter diesen

<sup>10)</sup> Der Transistor M 1698 ist ein Kontaktspitzen-Transistor der Hülsenbauart mit elektrischen Eigenschaften für Schalt- und Stromstoßzwecke. Dieses Bauelement erweist sich bei der Entwicklung von neuen Schaltungen im Labor oder in den Fällen als nützlich, wenn Miniaturanordnungen unnötig sind.



Bedingungen liegt die minimale Kollektorleistung für brauchbare Verstärkungen bei Transistoren mit Spitzenkontakt um  $2 \cdots 10$  mW und für Schichttransistoren<sup>11)</sup> um  $10 \cdots 100$  Mikrowatt. Der Wirkungsgrad im A-Betrieb wurde für die Ausführungen mit Berührungsspitze auf 30 bis 35 % gesteigert. Für Schichttransistoren kann dieser Wert 49 % betragen, wobei allerdings ein Maximum von 50 % überhaupt nur möglich ist. Die Wirkungsgrade der Klassen B und C sind ihren theoretischen Grenzwerten entsprechend ähnlich.

## Leistungsstand

Genauere Angaben über die elektrische Leistung des Transistors hängen natürlich von dem Verwendungszweck und dem dafür entwickelten Transistortyp ab. In Abb. 26 wird versucht, die Fortschritte, die in verschiedenen wichtigen Leistungsschauzahlen zum Ausdruck kommen, miteinander zu vergleichen. Die Bezugsleistung ist wiederum die des Typs A vom September 1949.

Abb. 26. Fortschritt der Leistungsfähigkeit

	Typ A September 1949	Januar 1952	Neu entwickelter Typ
$\alpha$ -Stromverstärkung .....	$5 \times$	$50 \times$	Schicht
Einstufenverstärkung Klasse A	18 db	22 db 45 db	Punkt — M 1729, M 1768 Schicht — M 1752
Rauschzahl bei 1 kHz .....	60 db	45 db 10 db	Punkt — M 1768 Schicht — M 1752
Grenzfrequenz $f_c$ .....	5 MHz	7–10 MHz 20–50 MHz	Punkt — M 1729 Punkt — 1734
Ausgangsleistung Klasse A ...	0,5 Watt	2 Watt	Schicht
Schalteigenschaften .....	keine	gut	Punkt — M 1698 Punkt — M 1689 Punkt — M 1734
Rückkopplungswiderstand $r_b$ .	250 Ohm	70 Ohm	Punkt — M 1729
Hell/Dunkel Fotostromverhältnis .....	2 : 1	20 : 1	Schicht — M 1740

Für einige Schalt- und Sendezwecke werden Transistoren benötigt, die eine hohe Stromverstärkung aufweisen. Durch Verwendung einer Punkt-Schichtstruktur sind Werte von Alpha  $\sim 50$  jetzt mit Laboratoriumsmodellen zu erreichen.

Für reine Sendezwecke ist die Stufenverstärkung der Typen mit Spitzenkontakt (M 1768, M 1729) auf  $20 \cdots 24$  db erhöht worden, während die Stufenverstärkung beim M 1752 Schichttyp  $45 \cdots 50$  db erreichen kann.

Für Aufgaben, die hohe Empfindlichkeit und niedrige Geräuschgrenze erfordern, wurden die Punktkontakttypen soweit verbessert, daß sie Rauschzahlen von nur etwa  $40 \cdots 45$  db aufweisen, während es sich beim Transistor M 1752 *n-p-n* zeigte, daß er Rauschzahlen in der Größenordnung von  $10 \cdots 20$  db besitzt. Alle Rauschzahlen gelten bei 1 kHz. Es sei daran erinnert, daß sie sich umgekehrt mit der Frequenz um etwa 11 db je Frequenzdekade ändern.

Für Fernseh-, ZF- und für Zwecke, die eine hohe Schaltgeschwindigkeit verlangen, wurde eine meßbare Verbesserung des Frequenzganges erreicht. Im Fernsehverstärker kann der Kontaktschichttransistor M 1729 bis zu rund 7 MHz etwa 18 bis 20 db Verstärkung je Stufe liefern. Für HF-Oszillatoren und Mikrosekunden-Stoßschaltungen wird der Kontaktschichttransistor M 1734 entwickelt. Die ersten Versuchsmodelle der 24 MHz ZF-Verstärker mit M 1734 wurden im Laboratorium gebaut. Diese Geräte haben eine Verstärkung von ungefähr 18 bis 24 db je Stufe und eine

<sup>11)</sup> In einigen Spezialfällen kann abhängig vom Verwendungszweck ein Betrieb mit einer noch geringeren Leistung von 0,1 bis 1,0 Mikrowatt aufrechterhalten werden.

Bandbreite von mehreren MHz. Es muß jedoch beim Transistor M 1734 noch mehr Arbeit darauf verwendet werden, seinen Rückkopplungswiderstand zu verringern. Bei Stoßbetriebsfunktionen arbeiten die Typen M 1734 sehr brauchbar als Impulsgenerator und Verstärker ( $\frac{1}{2} \mu s$  Impulse), wobei nur 6 ... 8 Volt Kollektorspannung und 12 ... 20 mW Kollektorleistung je Stufe erforderlich sind. Die verstärkten Impulse können Amplituden von größenordnungsmäßig 4 ... 5 Volt bei einer Gesamtkollektorspannung von 6 Volt und Anstiegszeiten von nur 0,01 ... 0,02 Mikrosekunden erreichen.

Die Ausgangsleistung für A-Betrieb konnte durch Erhöhung der Wärmeverlustgrenzen bei Schichttransistoren auf 2 Watt für Laboratoriumsausführungen erhöht werden. Dies stellt jedoch keine materialgebundene obere Grenze dar, sondern ist eher als konstruktives Ergebnis für einen Spezialzweck aufzufassen. Für Schaltvorgänge geeignete Eigenschaften sind bei den Kontaktspitzenztypen M 1698, M 1689 und M 1734 zu finden. Gegenwärtig können mit den Kontaktspitzentransistoren M 1689 und M 1698 Telefonrelais betrieben werden, die 50 bis 100 mA Schaltstrom erfordern.

Die neuen Fototransistoren des Schichttyps stellen einen bemerkenswerten Fortschritt gegenüber dem früheren Kontaktspitzenztyp<sup>12)</sup> dar. Während ihr quantitativer Leistungsbereich noch nicht so hoch ist wie derjenige der Kontaktspitzenztypen, so konnten aber die Hell/Dunkel-Stromverhältnisse erheblich verbessert, und die Kollektorimpedanz um das 10- ... 100fache erhöht werden, so daß der gleiche Lichtstrom viel größere Ausgangsspannungen ergibt.

(Wird fortgesetzt)

## PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): *Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Aktenzeichen;*

(bei Patent-Erteilungen): *Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Patentrollennummer, Aktenzeichen*

zweiten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): links — *Anmeldetag*, rechts — *Bekanntmachungstag*; (bei Patent-Erteilungen): *Beginn der Dauer des Patents*

dritten Zeile (bei Patent-Anmeldungen und -Erteilungen mit ausländischer Priorität: *Tag der Voranmeldung*

letzten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in ( ) = *Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten*.

Bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht die der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

### Patent-Anmeldungen

21a<sup>2</sup>, 17/02. L 11 768

7. 3. 52 30. 7. 53

Laborat. Wennebostel Dr.-Ing. Sennheiser, „Kontaktanord. f. Kleinhörer z. vorzugsw. Verw. f. Schwerhörigengeräte“ (5)

21a<sup>2</sup>, 18/02. A 4289

15. 3. 38 30. 7. 53

S & H; „Gleichspannungs- od. Gleichstromverstärker f. Meßzwecke“ (6)

21a<sup>4</sup>, 9/01. B 8696

15. 10. 42 30. 7. 53

Blaupunkt-Elekt. GmbH; „Anord. z. Erzgg. v. Ultrakurzwellenschwinggn. mittels

mehrf. geschlitzter Magnetfeldröhren in Selbsterregerschaltg.“ (10)

21a<sup>4</sup>, 9/01. S 14 943

25. 3. 41 30. 7. 53

S & H; „Anord. mit Elektronenröhre m. Geschwindigkeitssteuerg. d. Elektronenstromes z. Erzgg. elektr. Schwingungen“ (6)

21a<sup>4</sup>, 9/02. B 8498

30. 3. 40 30. 7. 53

Blaupunkt-Elekt. GmbH; „Elektronenstrahlauskoppelgenerator m. einer Geschwindigkeitsmodulation d. Elektronen, wob. d. Steuerg. u. Energieauskopplg. ü. Elektroden erfolgt, zw. denen eine Laufkammer liegt“ (5)

21a<sup>4</sup>, 14/01. V 3742

17. 9. 51 30. 7. 53

Dr. O. Vierling, Ebermannstadt; „Schaltungsanord. f. magn. Modler, Modulat., Relais, Verstärker usw.“ (12)

21a<sup>4</sup>, 71. L 4991

25. 4. 41 6. 8. 53

C. Lorenz AG; „Empfänger z. Überwachg. v. Frequenzbändern“ (6)

21a<sup>4</sup>, 24/01. B 8671

21. 2. 45 30. 7. 53

Blaupunkt-Elekt. GmbH; „Mischanord. f. Überlagerungsempfänger f. höchste Frequenzen, insb. solche i. Zentimeterwellenbereich“ (4)

<sup>12)</sup> W. Y. Pieterpol: P-N junction rectifier and photocell. Phys. Rev. Bd. 82, Nr. 8, S. 121; 1951

- 21d<sup>1</sup>, 15. C 4790  
5. 10. 51 6. 8. 53  
(Frankr.: 9. 10. 50)  
Centre National de la Recherche Scientifique; „Elektrostat. Generator z. Erzeugg. sehr hoher Spannng.“ (35)
- 21e, 36/03. B 8673  
26. 1. 45 6. 8. 53  
Blaupunkt - Elektronik GmbH;  
„Meßgerät m. Hohlraumresonator z. Vermessg. im Zentimeter- u. Dezimeterwellengebiet“
- 21a<sup>4</sup>, 14/01. B 8706  
21. 12. 40 13. 8. 53  
Blaupunkt - Elektronik GmbH;  
„Anordng. z. Modulat. v. elektr. Wellen, insb. f. Dezimeter- u. Zentimeterwellen“ (6)
- 21a<sup>4</sup>, 49. T 5392  
4. 12. 51 13. 8. 53  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltungsanordng. z. Erzeugg. belieb. phasenverschobener Sinusspannung, aus einer gegeben. Sinusspannung.“ (10)
- 21a<sup>4</sup>, 49. T 5493  
22. 12. 51 13. 8. 53  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Impulsmehrkanalübertragungsanlage mit Relaisstat.“ (21)
- 21a<sup>4</sup>, 68. I 9664  
24. 7. 51 13. 8. 53  
C. Lorenz AG; „Abstimmvorrichtg. f. hohe Frequenzen“ (6)
- 21a<sup>4</sup>, 69. S 18 635  
16. 8. 50 13. 8. 53  
S & H; „Schwingkreis m. Temperaturkompensat., insb. f. UKW“ (3)
- 21g, 13/16. N 5309  
1. 4. 52 13. 8. 53  
(Niederl.: 5. 4. 51)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Konstrukt. Ausbildg. einer Hohlraumkreis-Magnetfeldröhre“ (5)
- 21g, 13/16. N 5364  
10. 4. 52 13. 8. 53  
(Niederl.: 14. 4. 51)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Konstrukt. Ausbildg. einer Hohlraumkreis-Magnetfeldröhre“ (6)
- 21a<sup>1</sup>, 36. T 4534  
7. 7. 51 20. 8. 53  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltungsanordng. z. Phasenvergleich zweier Impulsfolgen“ (15)
- 21a<sup>4</sup>, 9/02. B 8703  
24. 2. 41 20. 8. 53  
Blaupunkt - Elektronik GmbH;  
„Entladungsröhre f. sehr kurze elektr. Wellen m. eingebaut. Schwingkreis“ (5)
- 21a<sup>4</sup>, 35/12. B 12 372  
J. Ballsieper, Remscheid-Lennep; „Sparttransformator f. Doppelweg-Gleichrichtg. einer relativ hohen Wechselspanng., insb. f. d. Netzteil v. Rundfunkgeräte“ (5)
- 21a<sup>4</sup>, 48/61. B 8557  
27. 10. 44 20. 8. 53  
Blaupunkt - Elektronik GmbH;  
„Einrichtg. z. Kennzeichng. d. Abstandes eines bewegt. Körpers gegenüb. einem anderen festliegend. od. bewegt. Körper unter Ausnützg. d. Doppeler-Effektes elektromagnet. Wellen“ (3)
- 21a<sup>4</sup>, 74. A 11 060  
28. 8. 41 20. 8. 53  
AEG; „Anordng. z. Erregg. einer Hohlrohrleitg. m. ultrakurz. Wellen“ (5)
- 21c, 7/01. A 4920  
4. 6. 35 20. 8. 53  
AEG; „Elektr. Isoliermasse hoher Wärmeleitfähigkeit“ (3)
- 21e, 36/03. B 8977  
Blaupunkt - Elektronik GmbH;  
„Wellenmesser, bestehend aus einer konzent. Leitg. f. kürzeste elektr. Wellen“ (3)
- 21a<sup>2</sup>, 18/05. H 12 940  
19. 6. 52 27. 8. 53  
Dr.-Ing. W. Holle, Hannover; „Gegenkopplungsanordng. f. elektrodynam. Lautsprecher“ (7)
- 21a<sup>2</sup>, 18/05. N 5380  
12. 4. 52 27. 8. 53  
(Niederl.: 19. 4. 51 u. 8. 2. 52)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Verstärkerschaltg. m. einem Hauptverstärker u. einem Ersatzverstärker“ (23)
- 21a<sup>4</sup>, 29/01. C 2914  
30. 9. 50 27. 8. 53  
(Frankr.: 11. 7. 47)  
Comp. Générale de Télégraphie sans Fil; „Diskriminator f. in d. Frequenz modul. Zentimeter- und Dezimeter-Wellen“ (18)
- 21a<sup>4</sup>, 32. N 6071  
13. 9. 52 27. 8. 53  
Norddeutsche Mende-Rundfunk GmbH; „Anordng. z. Unterdrückg. v. Oszillatorausstrahlung“ (10)
- 21a<sup>4</sup>, 71. N 2469  
3. 8. 43 27. 8. 53  
(Niederl.: 5. 8. 42)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Vorrichtg. z. Anzeige d. Stromes bzw. d. Spannung auf einer HF-Energieleitg.“ (7)
- 21a<sup>4</sup>, 74. B 8518  
28. 12. 40 27. 8. 53  
Blaupunkt - Elektronik GmbH;  
„Anordng. z. Energie-Ein- od. -Auskopplg. b. Hohlrohrleitg.“ (4)
- 21a<sup>4</sup>, 74. N 5225  
15. 3. 52 27. 8. 53  
(Niederl.: 20. 3. 51)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Sender-Empfängeranlage f. Trägerwellenimpulse“ (13)
- 21a<sup>4</sup>, 74. N 5399  
17. 4. 52 28. 8. 53  
(Niederl.: 20. 4. 51)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Elektr. Wellenleitersystem z. Erzeugen eines Phasenunterschieds zwischen zwei Ausgangswellen“ (9)

## Patent-Erteilungen

- 21a<sup>2</sup>, 37/01. 889 311. K 11 051  
21. 8. 51  
H. W. R. Krueger, Berlin; „Verf. z. Geheimentelefonie mittels beliebig, individueller, unregelmäßig ablaufender Verschlüsseln, d. Sprechfrequenzen“
- 21a<sup>2</sup>, 41/06. 889 608. p 41 287 D  
1. 5. 49  
Telefunken GmbH; „Regel- u. Mischschaltg. f. niederfrequente Übertragungsanl.“

- 21a<sup>4</sup>, 15. 889 613. T 5367  
30. 11. 51  
Telefunken GmbH; „Selbsterregte Rückkopplungsschaltg. z. Erzgg. frequenzmodulierter Hochfrequenzschwinggn.“
- 21a<sup>4</sup>, 29/01. 889 313. N 2242  
7. 4. 44  
(Niederl.: 12. 4. 43)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Überlagerungsempfänger m. selbsttät. Frequenz-reglg.“
- 21a<sup>4</sup>, 29/01. 889 614. H 5367  
19. 9. 50  
(USA: 29. 10. 45)  
Hazeltine Corp.; „Abstimmanzeiger f. drahtl. Empfangsgeräte“
- 21a<sup>4</sup>, 29/01. 889 615. S 23 745  
1. 7. 51  
S & H; „Schaltg. f. d. Hoch- bzw. Zwischenfrequenzteil v. Empfängern f. frequenzmodul. Ultrakurzwellen“
- 21a<sup>4</sup>, 29/50. 889 466. C 2938  
1. 10. 50  
(Frankr.: 23. 2. 49)  
Comp. Générale de Télégraphie sans Fil; „Elektronenröhre z. Verstärkg. v. ultrakurzwelligen Schwinggn.“
- 21a<sup>4</sup>, 68. 889 467. p 26 152 D  
23. 12. 48  
(Niederl.: 30. 5. 47)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Hochfrequenzspule“
- 21a<sup>4</sup>, 68. 889 619. S 26 024  
25. 11. 51  
S & H; „Schleifer f. ein Variometer ohne Gewindespindel“
- 21a<sup>4</sup>, 69. 889 314. T 2751  
20. 1. 45  
Rohde & Schwarz; „Kontaktvorrichtg. f. koaxiale Hochfrequenzleiter“
- 21a<sup>4</sup>, 76. 889 765. B 9993  
13. 3. 42  
R. Bosch GmbH; „Vierpol z. Entstörg. v. elektr. Leitgn.“
- 21a<sup>1</sup>, 9/02. 890 520. L 11 409  
27. 1. 52  
Dr. Lehfeldt & Co GmbH; „Tief-tongenerator“
- 21a<sup>1</sup>, 36. 890 523. T 2252  
17. 6. 36  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltungsanordng. f. Röhren m. Steuergitter, b. welcher steile Spannungspulse dem Steuergitter über einen Widerstand zugeführt werden“
- 21a<sup>2</sup>, 18/04. 890 061. A 9053  
12. 3. 42  
(USA: 11. 3. 41)  
AEG; „System z. Übertragg. v. Signalen eines breiten Frequenzbandes“
- 21a<sup>2</sup>, 36/02. 890 062. S 7523  
15. 10. 36  
S & H; „Schaltungsanordng. z. Verhinderg. d. elektroakust. Rückkopplg., insb. in Lautfernsprechanlagen“
- 21a<sup>2</sup>, 36/07. 890 359. J 3213  
28. 6. 39  
(Großbrit.: 22. 7. 38)  
International Standard Electric Corp.; „System f. d. automat. Einschaltg. eines Verstärkers in eine Übertragungsleitg. im richt. Sinne in bezug auf die Übertragungsrichtg. u. f. d. automat. Aberregg. d. Verstärkers“
- 21a<sup>4</sup>, 8/01. 890 194. A 6329  
22. 1. 41  
AEG; „Rückgekoppelt. Röhrengenerator z. gleichzeit. Erzeugg. mehrerer Frequenzen“
- 21a<sup>4</sup>, 8/02. 890 065. A 6419  
15. 12. 40  
(USA: 16. 12. 39)  
AEG; „Röhrengenerator“
- 21a<sup>4</sup>, 8/02. 890 360. S 14 826  
8. 9. 40  
S & H; „Rückgekoppelt. Röhrengenerator m. Gegenkopplg.“
- 21a<sup>4</sup>, 10. 890 067. A 9623  
21. 4. 42  
AEG; „Anordng. z. Kompensat. d. Temperaturfehlers piezoelektr. Meß- u. Steuergeräte“
- 21a<sup>4</sup>, 35/10. 890 068. T 3866  
4. 2. 51  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltungsanordng. z. Umwandlg. einer niedr. Gleichspanng. in eine hohe Gleichspanng.“
- 21a<sup>4</sup>, 46/06. 890 070. T 2476  
2. 6. 42  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltg. z. Übergang v. einer erdsymmetr. HF-Anordng. auf eine erdunsymmetr. HF-Anordng. od. umgekehrt“
- 21a<sup>4</sup>, 69. 889 910. L 4955  
10. 9. 41  
C. Lorenz AG; „Anordng. z. Kompensat. d. Temperatureinflusses auf d. elektr. Daten v. Schwingkreiselementen“
- 21g, 13/19. 890 236. S 14 930  
19. 10. 39  
S & H; „Anordng. z. Herabsetzg. d. Klirrfaktors b. im Anlaufstromgebiet arbeitend. gittergesteuert. Sekundärelektronenvervielfachern“
- 21a<sup>1</sup>, 7/02. 890 967. J 3327  
23. 5. 39  
(Großbrit.: 21. 5. 38)  
International Standard Electric Corp.; „Amplitudenregelrichtg. f. elektr. Impulse“
- 21a<sup>1</sup>, 33/30. 890 969. F 4483  
20. 11. 38  
Fernseh GmbH; „Verf. z. Übertragg. mehrerer Modulatr. üb. einen gemeins. Übertragungskanal“
- 21a<sup>4</sup>, 8/01. 891 094. S 4025  
17. 5. 50  
S & H; „HF-Generatorschaltg. m. einer Elektronenröhre u. einem an sie lose angekop-pelt. Parallelresonanzkreis“
- 21a<sup>4</sup>, 9/02. 890 812. S 26 011  
24. 11. 51  
S & H; „Abstimm. HF-Generator f. sehr kurze elektr. Wellen“
- 21a<sup>4</sup>, 9/02. 890 813. T 2365  
17. 4. 40  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Einrichtg. z. Verstärkg. od. Erzeugg. v. Ultrakurzwellen unt. Verwendg. einer phasenfokus-siert. Elektronenströmg.“
- 21a<sup>4</sup>, 14/02. 890 814. T 5386  
5. 12. 51  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Anordng. z. Sichtbarmachg. d. Empfangsspektrums“



- 21a<sup>4</sup>, 16/02. 890 815. T 5208  
20. 10. 39  
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Schaltungs-  
anordng. z. Erzeugg. v. HF-  
Impulsen großer Leistg.“
- 21a<sup>4</sup>, 24/01. 890 817. N 5150  
2. 3. 52  
(Niederl.: 5. 3. 51)  
NV Philips' Gloeilampenfabrie-  
ken; „Schaltg. z. Frequenz-  
umwandlg. elektr. Schwingg.  
m. einer Frequenz v. wenigst.  
30 MHz m. einer als Misch-  
röhre wirks. Entladungs-  
röhre“
- 21a<sup>4</sup>, 29/01. 890 663. S 22 041  
28. 2. 51  
S & H; „Anordng. z. Demodu-  
lat. frequenzmodul. elektro-  
magnet. Wellen“
- 21a<sup>4</sup>, 35/30. 890 975. B 8497  
1. 3. 40  
Blaupunkt - Elektronik GmbH;  
„Verf. z. Einschaltg. v. Elek-  
tronenröhren, insb. Magnet-  
feldröhren“
- 21a<sup>4</sup>, 46/06. 890 821. E 2366  
13. 3. 50  
(Großbrit.: 17. 9. 35)  
Electric & Musical Industries  
Ltd.; „Symmetrischanordng. f.  
kurze Wellen“
- 21a<sup>4</sup>, 48/61. 890 823. T 2601  
19. 2. 44  
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Verf. z. Ver-  
größerg. d. Bandbreite eines  
Breitbandverstärkers z. Ver-  
stärkg. v. empfangenen Im-  
pulsen“
- 21a<sup>4</sup>, 68. 890 826. L 4297  
20. 3. 42  
C. Lorenz AG; „Schleifvario-  
met. m. großer Einstellge-  
nauigk. b. extrem kleiner  
Variat.“
- 21a<sup>4</sup>, 68. 890 827. L 10 508  
31. 10. 51  
C. Lorenz AG; „Schleifkontakt-  
Variomet.“
- 21a<sup>1</sup>, 35/20. 891 854. F 2508  
25. 8. 50  
Fernseh GmbH; „Kippschwin-  
gungstransformator f. Katho-  
denstrahlröhren“
- 21a<sup>4</sup>, 22/05. 891 861. S 16 362  
7. 1. 44  
S & H; „Anordng. z. Aufrecht-  
erhaltg. d. Eigenschaften v.  
nicht im Durchbruch einer  
Abschirmwand befestigt.  
Durchführungskondensatoren“
- 21a<sup>4</sup>, 29/04. 891 999. S 23 879  
10. 7. 51  
(Frankr.: 13. 7. 50)  
Société Française Radio Elec-  
trique; „Bandsperr. f. Zenti-  
meterwellen“
- 21a<sup>4</sup>, 46/02. 891 556. L 10 211  
29. 9. 51  
C. Lorenz AG; „Parabolreflek-  
tor großen Durchmessers“
- 21a<sup>4</sup>, 71. 891 862. p 4107 B  
9. 9. 49  
S & H; „Verf. z. Einpegeln u.  
Prüfen v. Einseitenbandsen-  
dern“
- 21a<sup>4</sup>, 74. 891 863. T 2409  
9. 3. 43  
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Symmetrieran-  
ordng.“
- 21a<sup>4</sup>, 77. 891 557. T 905  
15. 7. 43  
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Veränderb.  
kapazit. Spannungsteiler f.  
ultrakurze Wellen“
- 21c, 15/02. 892 009. T 2677  
10. 8. 44  
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Einrichtg. z.  
Vermeidg. d. Zündens v.  
Lichtbögen durch Regenwas-  
ser, welches v. HF-Spannung  
gegenüber ihrer Umgeb-  
g. f. ührend. Metallteilen ab-  
tropft“
- 21e, 28/02. 891 888. T 2337  
1. 12. 39  
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Anordng. z.  
Aufzeichng. einer Kreisspur  
b. Kathodenstrahloszillogra-  
phen“
- 21e, 36/02. 891 419. S 12 289  
11. 9. 43  
S & H; „Einrichtg. z. Leistungs-  
messg. im UKW-Gebiet“
- 21e, 36/10. 891 420. S 3212  
23. 10. 42  
S & H; „Anordng. z. Messg.  
d. Übertragungsmaßes v.  
Vierpolen“
- 21a<sup>1</sup>, 7/06. 892 767. B 13 417  
21. 1. 51  
S & H; „Verf. z. Sicherg. d.  
Übertrag. v. Nachrichtenim-  
pulsgruppen gegenüb. Störg.“
- 21a<sup>1</sup>, 36. 892 605. p 28 894 D  
31. 12. 48  
(USA: 9. 7. 45)  
Western Electric Comp. Inc.;  
„Elektr. Übertragungssystem  
f. nichtsinusförm. Schwingg.  
mittels Impulskodemulat.“
- 21a<sup>1</sup>, 36. 892 606. V 1907  
2. 4. 41  
Dr. phil. habil. O. Vierling,  
Ebermannstadt (Ofr.); „An-  
ordng. z. Erzeugg. rechteck-  
förm. Schwingg. m. leicht  
steuerb. Frequenz“
- 21a<sup>1</sup>, 36. 892 772. C 3995  
19. 12. 50  
K. H. M. Cauer, Berlin-Marien-  
felde; „Verf. z. Nachrichten-  
übermittlg. durch Impulse“
- 21a<sup>2</sup>, 12/01. 892 145. H 3280  
6. 6. 50  
H. Hintze, Bogen/Donau; „Zen-  
triermembran, insb. f. d.  
Zentrierg. akust. Schwing.“
- 21a<sup>2</sup>, 18/05. 892 146. L 8857  
26. 4. 51  
Licentia Patent - Verwaltungs -  
GmbH; „Schaltungsanordng. f.  
gegeng gekoppelte Verstärker  
m. großem Frequenzumfang“
- 21a<sup>4</sup>, 8/02. 892 147. p 50 404 D  
29. 7. 49  
Rohde & Schwarz; „Anordng.  
z. Frequenzregelg.“
- 21a<sup>4</sup>, 8/02. 892 776. T 5082  
26. 10. 51  
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Schaltg. z.  
Erzeugg. einer vorzugsw. fre-  
quenzmodul. HF - Schwingg.  
u. Verf. z. Einstellg. d. Phase  
d. v. Rückkopplungsverstär-  
ker geliefert. Spanng.“
- 21g, 34. 892 202. A 13 476  
9. 6. 51  
(Schweiz: 19. 6. 50)  
Autophon AG; „Antennen-  
weiche, insb. f. mobile Sende-  
Empfangsstat. f. Gegen-  
sprechen auf zwei Kanälen  
m. Betriebsfrequenzen höher  
als 100 MHz“

Von den mit einem \* versehenen Referaten können Fotokopien der Originalarbeiten gegen Voreinsendung des Betrages von DM-W 0,75 je Seite sowie des Einschreibepontos zur Verfügung gestellt werden.

## Unharmonische Bestandteile in Trompetenklängen

Bei der Untersuchung von Trompeten wurde festgestellt, daß ein schlechtes von einem guten Instrument in der Hauptsache sich dadurch unterscheidet, daß die Ventile weniger dicht sind<sup>1)</sup>. Für die Aufnahme von vergleichenden Spektren war es notwendig, das Mundstück durch eine elektromechanische Vorrichtung anzublasen, weil das normale Anblasen mit dem Mund zu ständigen Fluktuationen sowohl der Schallamplitude wie auch der Wellenform führt. Aus den aufgenommenen Frequenzkurven wurde ein Wert  $Q$  ermittelt, der das Verhältnis der Resonanzfrequenz zur Differenz zweier benachbarter Frequenzen darstellt, für die die Empfindlichkeit um 3 db geringer ist. Die Resonanzfrequenzen sind nicht ganzzahlige Harmonische der Grundfrequenz, sondern liegen irregulär wegen der Form der Trompetenstürze (vgl. Abb. 1). Die Verhältnisse wurden noch genauer studiert und auch rechnerisch untersucht, wenn das Horn durch ein zylindrisches Rohr verlängert wurde. Die irreguläre Frequenzverteilung wurde dann noch schlimmer. Eine Diskontinuität an der Verbindungsstelle zwischen Horn und Rohr muß vermieden werden, da hier reflektierte Wellen entstehen,

1) Juichi Igarashi und Masaru Koyasu, Acoustical Properties of trumpets, Journal Acoust. Soc. Bd. 25, 122, 1953, Nr. 1.

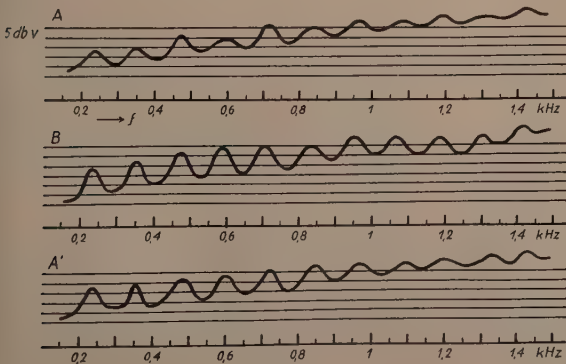


Abb. 1

die die unharmonischen Bestandteile erzeugen. Die besten Ergebnisse erzielt man mit einem catenoidalen Horn. F. Winckel

## Die Gleichstromkomponente des Fernsehsignals

Nach einem Vortrag von Dr. R. Urtel, gehalten auf der Tagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft in Bad Königstein.

Das vom Abtasten gelieferte und mit Schwarztreppen und Synchronimpulsen versehene Fernsehsignal kann man aufspalten in ein Wechselstromsignal mit der Zeile als Grundperiode und ein Signal, das die Gleichstromkomponente darstellt. Das Wechselstromsignal enthält in Form einer PAM die gesamte erforderliche Information über das Gleichstromsignal, das also grundsätzlich nicht übertragen zu werden braucht. Eine PAM kann als höchste Modulationsfrequenz die halbe Impulsfrequenz tragen, so daß die theoretische Möglichkeit besteht, das Videofrequenzband bis zur halben Zeilenfrequenz zu unterdrücken. Im praktischen Fall wird die Gleichstromkomponente in RC-gekoppelten Videoverstärkern unterdrückt, die einen Hochpaß darstellen. Der Hochpaß beantwortet einen Sprung der mittleren Helligkeit mit einem Einschwingvorgang, der dem Wechselstromsignal überlagert bleibt.

Die Rückgewinnung der Gleichstromkomponente aus der PAM erfolgt am einfachsten durch Spitzengleichrichtung (sog. einseitige Schwarzsteuerung).

Die Korrektur des Signals wird\* jeweils im Synchronimpuls vorgenommen. Zwischen den Impulsen hat die Schwarzsteuerung keinen Einfluß auf den Verlauf des Signals. Tiefe Grenzfrequenzen der Videoverstärker sind also erforderlich, um den an sich überflüssigen Einschwingvorgang der Gleichstromkomponente so zu gestalten, daß keine unzulässige Abschattung längs der Zeile auftritt. Eine zusätzliche Komplikation entsteht dadurch, daß sich im Weiß-Schwarz-Sprung der Einschwingvorgang in Richtung der Sperrspannung des Spitzengleichrichters überlagert. Dieser wird also außer Wirkung gesetzt, wenn man nicht die Zeitkonstante der Schwarzsteuerkopplung entsprechend wählt. Die Grenzbedingungen werden abgeleitet. Das Einschwingverhalten kann verbessert werden durch eine Tiefenentzerrung des Videoverstärkers. Die Bedingungen für eine horizontale Anfangstangente des Einschwingvorganges unterscheiden sich merklich von den Bedingungen für flachsten Frequenzgang.

Das Aufrechterhalten der Sperrspannung des Gleichrichters zwischen den Impulsen erfordert eine Leistung. Diese wird im Falle der Wiedereinführung der Gleichstromkomponente durch Spitzengleichrichtung der Synchronimpulse dem Signal selbst entnommen. Daraus ergibt sich eine Kompression des Signals auf Kosten des Synchronpegels. Da diese Kompression abhängt von der Größe der Gleichstromkomponente, wird der Schwarzpegel abhängig von der Gleichstromkomponente bzw. deren Einschwingvorgang. Die Kompressionseffekte mehrerer im Zuge der Übertragung liegenden einseitigen Schwarzsteuerungen addieren sich.

Getastete Schwarzsteuerungen sind frei vom Kompressionseffekt, da die Leistung für die Sperrspannung von den Tasttreiberstufen geliefert wird. Sie sind ferner nicht beschränkt auf die Steuerung auf dem Extremwert (Synchronpegel). Die Steuerung kann vielmehr auf den Schwarzpegel erfolgen, was für viele Zwecke vorteilhafter ist. Praktische Werte der für die Schwarzsteuerung wirksamen Zeitkonstanten liegen bei einigen Zeilenperioden.

Den Einschwingvorgang der Gleichstromkomponente kann man aufspalten in den Sprung und ein Störsignal, das im Videoverstärker erzeugt wird (entgegengesetzter Sprung und Tiefenpaß-Verhalten). Diese Auffassung gestattet die Aufstellung eines Ersatzschaltbildes für die Schwarzsteuerung, aus dem sich quantitative Aussagen über die Unterdrückung des Störsignals durch die Schwarzsteuerung ableiten lassen.

Getastete Schwarzsteuerungen auf den Schwarzpegel sind überall da erforderlich, wo das Signal nichtlinearen Veränderungen unterworfen ist (Addition oder Dehnung des Synchronpegels, Gradationsver- oder -entzerrung, Grundhelligkeit). Je mehr Stufen eines Videoverstärkers getastet sind, um so mehr werden Einschwingvorgänge unterdrückt. Tastung sämtlicher Stufen führt zum Gleichstromverstärker.

### Ein Beitrag zur Planung von Fernsehübertragungssystemen

Nach einem Vortrag von Obering. Joh. Peters, gehalten auf der Tagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft in Bad Königstein.

Für die Planung von Fernsehverbindungen, insbesondere bei Weitverbindungen, ist die Frage der Beurteilung der Systeme in bezug auf den Einschwingvorgang noch nicht restlos beantwortet. Im Zusammenhang damit ist die Frage ihrer betriebsmäßigen Messung ebenfalls noch offen.

Welche Grenzen des Einschwingvorganges zulässig sind, kann nur eine physiologische Untersuchung beantworten. Das Ergebnis einer solchen Untersuchung (Toleranzschema von J. Müller) wird benutzt, um technische Folgerungen daraus zu ziehen.

Grundsätzlich müßte sich die physiologische Untersuchung auf die gesamte Übertragungsstrecke von der optischen Vorlage bis zum Bild auf der Bildröhre erstrecken. Eine solche Untersuchung liegt noch nicht vor, aber es ist anzunehmen, daß ihr Ergebnis nicht wesentlich vom Ergebnis der Untersuchung von J. Müller abweicht. Die einzelnen Glieder des Übertragungssystems müssen so bemessen werden, daß diese Forderung mit dem geringstmöglichen Aufwand und unter Berücksichtigung zusätzlicher betrieblicher Forderungen erfüllt werden kann. Falls hierbei der technisch-wirtschaftliche Aufwand zu hoch werden sollte, kann man auch umgekehrt die Frage zu beantworten suchen, welches physiologisch günstige Einschwingen bei gegebenen technischen Grenzen (Bandbreite), Zeilenzahl) erreichbar ist.

In schematisierender Vereinfachung werden zwei grundsätzliche Übertragungssysteme betrachtet:

1. das Fehlerkurvensystem,
2. das ideale System.

Ein unendlich steiler Sprung wird vom Fehlerkurvensystem als Fehlerintegral und vom idealen System als Integralsinus übertragen.

Jedes der beiden Übertragungssysteme für sich in Reinkultur ist als Fernsehübertragungssystem ungeeignet; das reine Fehlerkurvensystem ist deshalb unbrauchbar, weil es keine Fernübertragung zuläßt, denn die Einschwingzeit wächst, wenn mehrere Systeme hintereinander geschaltet werden. Das ideale System zeigt diese anwachsenden Verschlechterungen des Signals nicht, wohl aber ein zulässig hohes Überspringen.

Es wird gezeigt, daß das Toleranzschema nur mit einem aus Fehlerkurvenanteil und idealem Anteil zusammengesetzten Übertragungssystem erfüllt werden kann. Darüber hinaus ist es notwendig, den Leitungsanteil des Übertragungsweges dem idealen System anzunähern, da dann die Länge dieser Leitung ohne Einfluß auf den Einschwingvorgang ist. Es ist z. B. nicht zulässig, daß jeder Leitungsabschnitt einen kleinen Fehlerkurvenanteil enthält, welcher dann insgesamt die Einschwingzeit erhöht. Der Fehlerkurvenanteil darf in einem Übertragungsweg nur einmal in definierter Größe vorhanden sein, und es wird vorgeschlagen, diesen Anteil dem Fernsehstudio zuzuordnen.

Die bisherigen Überlegungen beziehen sich auf den unendlich steilen Sprung als Sendesignal. Sie können jedoch auf einen Sprung endlicher Steilheit übertragen werden, wenn man sich diesen Sprung als den Einschwingvorgang eines Ersatz-Übertragungssystems vorstellt. Diese Überlegung hat insofern praktische Bedeutung, als die Kamera in ihrem optisch elektrischen Teil (ohne Kameraverstärker) einem Fehlerkurvensystem nahezu äquivalent ist.



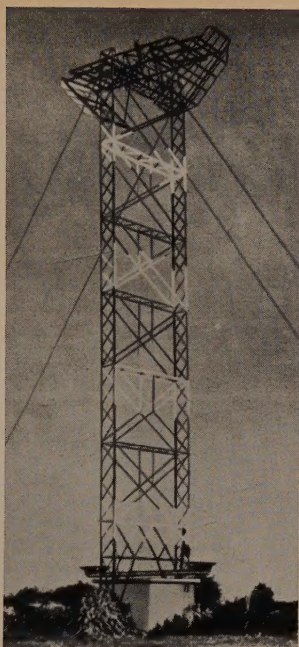
Es ergeben sich folgende Vorschläge:

1. Der Fehlerkurvenanteil des gesamten Übertragungssystems wird im Fernsehstudio vorgesehen.
2. Alle anderen Glieder des Übertragungssystems sollen praktisch verzerrungsfrei werden. Dies bezieht sich auch auf das Glied Sender—Empfänger.
3. Die Messung eines solchen Übertragungssystems geschieht mit Hilfe eines solchen Sprunges, der mit dem standardisierten Studiosignal übereinstimmt.

### Dezimeter-Richtverbindung für Fernsehen<sup>1)</sup>

Die beschriebene Richtverbindung hat die Aufgabe, Nashville, Tennessee (USA) an die große transkontinentale amerikanische Fernsehstrecke bei Louisville, Kentucky, anzuschließen. Die Richtverbindung arbeitet mit Frequenzmodulation, benötigt fünf Relaisstellen und hat eine Gesamtlänge von 268 km. Das größte Funkfeld ist 65,6 km lang (zum Vergleich die entsprechenden Zahlen der Fernsehstrecke Hamburg—Köln der Deutschen Bundespost: 7 Relaisstationen, Gesamtlänge 375 km, größtes Funkfeld 63,4 km). Die Übertragung ist nur in Richtung Nashville vorgesehen. Zwischen den einzelnen Stationen werden abwechselnd die Fernsehverbindungskanäle B (2008 ... 2085 MHz) und D (2042 ... 2059 MHz) benutzt (die auf der Strecke Hamburg—Köln eingesetzten, von Telefunken gebauten, Dezimeter-Richtfunkanlagen FRED A I arbeiten mit Frequenzen am unteren Ende des Bandes 1700 ... 2300 MHz). Die Zwischenfrequenz der Empfänger beträgt 120 MHz (bei FRED A 105 MHz). Die Bandbreite des übertragenen Signals wird mit 16 MHz angegeben (bei FRED A für die Relaisstation mit 30 MHz). Die zur Fernsehendung gehörende Tonsendung wird mit Hilfe eines Zwischenträgers gleichfalls über die Strecke übertragen. Die Relaisstationen sind unbedient. Im Fall der Störung einer Relaisstelle wird von der folgenden ein Signal bis zur Endstelle in Nashville übertragen, aus dem zu ersehen ist, welche der Stationen gestört ist.

Besonders beachtenswert ist die Lösung der Antennentürme (Abb.). Diese tragen an der Spitze nur ebene, unter 45° geneigte Reflektoren, die für die Sender einen Durchmesser von 3 m, für die Empfänger von 1,8 m haben. Die eigentlichen Richtantennen, Hohlspiegel von 2,7 m Durchmesser, sind über dem Boden in unmittelbarer Nähe von Sender und Empfänger aufgestellt und strahlen senkrecht nach oben auf die ebenen, passiven Reflektoren. Diese Anordnung wird an anderer Stelle<sup>2)</sup> theoretisch untersucht. Dabei ergibt sich für be-



Antennenturm der amerikanischen Dezimeter-Richtfunkverbindung Louisville—Nashville. Die Hohlspiegel sind in Bodennähe über dem Gebäude angebracht, in dem die Geräte stehen, und strahlen senkrecht nach oben. An der Spitze des Turmes lenken unter 45° geneigte ebene Drahtgitterflächen den Funkstrahl in horizontale Richtung

stimmte Abmessungen ein besserer Empfang als bei Aufstellung des Spiegels an der Spitze des Mastes. Roe

## BUCHBESPRECHUNG

Baurat Dr. phil. Ernst Neckenbücker: „Elektrische Schallübertragung“, DIN C 5, 288 Seiten, 264 Abb., Georg Westermann Verlag, Braunschweig, Preis kart. 17,20 DM, Ln. 18,60 DM.

In übersichtlicher, ausführlicher Form behandelt der Verfasser die Grundbegriffe des Schalls, die elektroakustischen Energiewandler, die Schallspeicherung, Tonfrequenzverstärkung und Schallübertragungsanlagen. Das Buch gibt eine gute Übersicht über das umfangreiche Gebiet der Elektroakustik. Die Größengleichungen sind an vielen Stellen durch Rechenbeispiele ergänzt worden, so daß auch dem Studierenden

<sup>1)</sup> Microwave Relay Link for Television: Electr. Comm. 30 [März 1953], Nr. 1, S. 3.

<sup>2)</sup> Jakes, Jr., W. C., A theoretical study of an antenna-reflector problem: Proc. I.R.E. 41 [1953], Nr. 2, S. 272.



dieser erste Band einer Reihe von Fachbüchern der elektrischen Nachrichtentechnik von gutem Nutzen sein dürfte. Bö.

Prof. Dr. Richard Feldtkeller:

„Hochfrequenz-Bandfilter“ (Neubearbeitung der „Rundfunk-Siebschaltungen“), Band VII der Monographien der Elektrischen Nachrichtentechnik, 196 Seiten mit 110 Abb., S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1953, Ganzleinen 16 DM.

Der bekannte Verfasser wendet sich zuerst den Eigenschaften eines HF-Schwingkreises als Grundelement aller HF-Bandfilter zu und widmet sich dann dem Verstärker mit einem Kreis, dem zweistufigen Verstärker mit zwei Kreisen und sehr ausführlich den aus zwei gekoppelten Kreisen bestehenden Bandfiltern. Mit Rücksicht auf die moderne Breitbandübertragungstechnik (z. B. Fernsehen) werden die mehrstufigen Verstärker mit mehreren Kreisen, deren Verstärkungskurve möglichst flach verläuft (Potenzverstärker) oder gleichhohe Maxima und Minima besitzt (Tschebyscheff-Verstärker), gleichfalls ausführlich behandelt. Den Abschluß des inhaltsreichen Buches bilden Abschnitte über dreikreisige Koppelfilter und Filter mit regelbarer Bandbreite. Aus den früheren Auflagen dieses Buches wurden die ersten Abschnitte unverändert übernommen. Die übrigen Kapitel sind neu geschrieben und führen den Leser in die Methode der Kennzeichnung eines HF-Bandfilters durch die komplexen Nullstellen seiner Übertragungsfunktion ein.

Wer sich mit der Theorie der HF-Bandfilter zu befassen hat, sei er nun Entwicklungsingenieur oder Wissenschaftler, wird in diesem empfehlenswerten Buch wertvolle Unterlagen finden. d.

Dozent Dr.-Ing. habil. Friedrich Vilbig: „Hochfrequenz-Meßtechnik“, 703 S., 1240 Abb., Carl Hauser Verlag, München, 1953, kart. 68 DM, Leinen 72 DM.

Das Buch gibt in 17 Kapiteln einen Überblick über das gesamte Gebiet der Hochfrequenzmeßtechnik. Der erste Abschnitt mit neun Kapiteln vermittelt das „Handwerkszeug“; der zweite Abschnitt mit den übrigen Kapiteln ist der Anwendung des „Handwerkszeugs“ in der Hochfrequenztechnik mit ihren verschiedensten Problemen gewidmet.

Wie der Verfasser im Vorwort sagt, soll das Buch einen zusammenfassenden Überblick gewähren und das Grundsätzliche der Meßmethoden nahebringen. Der Leser soll dann in der Lage sein, durch Anwendung oder Kombination von Methoden, die vielleicht zunächst für ganz andere Zwecke gedacht waren, für seinen Fall geeignete Methoden zu entwickeln. Von diesem Standpunkt aus gesehen, wird der immer gegebene Umstand zum Vorteil, daß die fortschreitende Zeit viele Quellen rasch ver-

alten läßt. Lehrt doch der größere Abstand Wichtiges und Unwichtiges, Bewährtes und Überflüssiges unterscheiden. Auch die technischen Grenzen, obwohl mit den etwa 700 Seiten nicht gerade eng gezogen, unterstützen die Absicht des Verfassers, der sich in Einzelheiten verlieren darf. So ist das Ziel als erreicht zu betrachten: Ein Überblick zur schnellen Unternehmung, verbunden mit zahlreichen Literaturnachweisen für das gründliche Studium der jeweils interessierenden Frage.

#### Alexander Meißner 70 Jahre alt

Am 14. September d. J. vollendete Professor Dr. techn. Dr.-Ing. E. h. A. Meißner sein siebenzigstes Lebensjahr. Wenn er an diesem Tage auf sein arbeitsreiches und erfolgreiches Leben zurückblickt, so konnte er die Befriedigung haben, daß er der drahtlosen Technik durch sein Schaffen und durch seine Erfindungen einen ungeahnten Aufschwung gebracht hat. Sämtliche Hochfrequenztechniker und die Ingenieure verwandter Gebiete kennen den Jubilar als den Erfinder der „Rückkopplung“, mit der er dem Aufbau des Röhrensenders und der Erzeugungsmöglichkeit elektrischer Wellen überhaupt die eigentliche technische Grundlage gegeben hat.

Als es ihm im Jahre 1913 gelang, diese entscheidende Erfindung zur Erzeugung ungedämpfter elektrischer Schwingungen zu machen, hatten seine Mitarbeiter und Vorgesetzten noch keineswegs die technischen Möglichkeiten erkannt, die die Anwendung dieser Erfindung bringen sollte. Graf Arco, der alte Pionier der drahtlosen Nachrichtentechnik, beurteilte auf einer Ausstellung von Telefunken, auf der der erste Röhrensender nach der Meißnerschen Erfindung als bescheidenes Schaustück aufgebaut war, die etwaige Verwendungsmöglichkeit ziemlich skeptisch. Da man in jener Zeit noch keine Hochvakuumröhren für die Schwingungserzeugung zur Verfügung hatte und noch mit den „Lieben-Röhren“ arbeiten mußte, die Gasentladungen benutzten, konnten sich die großen Vorteile der neuen Methode technisch noch nicht voll auswirken. Man war froh, wenn die Schwingungserzeugung mit der Rückkopplung ausreichte, um im Langwellengebiet schwache Schwingungen hervorzubringen, die auf der Empfangsseite zur Aufnahme der Signale der amerikanischen Hochfrequenzmaschinen im Schwebungsempfang benutzt werden konnten.

Die jetzigen Hochfrequenztechniker haben vielfach miterlebt, wie sehr sich das Rückkopplungsprinzip in der Nachrichtentechnik durchsetzen konnte. Waren es im ersten Weltkrieg hauptsächlich die Empfänger, die unter seiner Anwendung hohe Empfindlichkeit, große Selektivität und Störungsfreiheit erlangten, so setzte bald nach diesem Kriege die Großentwicklung

der Röhrensender ein, nachdem man gelernt hatte, Senderröhren mit Hochvakuum zu bauen.

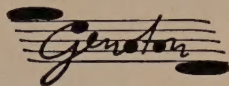
Der Meißnersche Röhrensender bot aber auch erstmalig die Möglichkeit, im gesamten Gebiet der elektrischen Wellenlänge praktisch Schwingungen zu erzeugen. So konnte man bald in das Gebiet der kurzen und ultrakurzen Wellen vordringen. Unser Jubilar hat auch auf diesem Gebiete große Verdienste. Er benutzte horizontale Dipole, eingebaut in großen Parabolspiegeln, um damit durch Änderung des Einfallswinkels die günstigste Reflexion der kurzen Wellen für den Weitverkehr an den Hörschichten aufzufinden. Auch andere grundlegende Fragen der Antennentechnik besonders im Langwellengebiet hat Meißner bearbeitet. Besondere Gelegenheit dazu war ihm dadurch gegeben, daß er von 1910 bis 1930 die hauptsächlichste technische Entwicklung bei Telefunken geleitet und beeinflusst hat. Er war bereits im Jahre 1907 in diese Firma eingetreten, nachdem er sein Studium an der Technischen Hochschule Wien beendet hatte.

Im Rahmen der technischen Weiterentwicklung des Röhrensenders wurden die Anforderungen an konstante Frequenzen immer größer. Unser Jubilar stellte Versuche mit Quarzkristallen zu solchen Zwecken an, wobei es ihm gelang, mit seinen Mitarbeitern höchste Genauigkeitsgrade der Sendersteuerung zu erzielen. Später hat er in seinen Arbeiten im Forschungsinstitut der AEG über die Verwendung von Isolierstoffen mit erhöhter Wärmeleitfähigkeit für die Starkstromtechnik wichtige Fortschritte erreichen können.

Es ist begreiflich, daß bei der technischen Bedeutung der Meißnerschen Arbeiten dem Erfinder und Forscher zahlreiche Ehrungen zuteil geworden sind. 1922 wurde unser Jubilar Dr.-Ing. E. h. bei der TH München, 1925 erhielt er die Goldene Heinrich-Hertz-Medaille, 1928 den Abbé-Preis mit der dazugehörigen Medaille; 1929 wurde er Vizepräsident im „Institute of Radio-Engineers of America“ und erhielt 1933 die Auszeichnung der Gauß-Weber-Gedenkmünze. Der VDE macht ihn 1953 zu seinem Ehrenmitglied.

Am Ende des zweiten Weltkrieges hatte unser Jubilar mit schweren gesundheitlichen Schäden zu kämpfen, die ihm durch schlechte Ernährung zugestoßen waren. Um so mehr freuen sich seine Freunde und Mitarbeiter darüber, daß er sich heute wieder einer guten Gesundheit erfreuen kann. Wir schätzen ihn als den bescheidenen Menschen und Freund, der stets seinen Mitarbeitern gegenüber hilfreich und kameradschaftlich zu handeln verstand und dadurch deren Zuneigung in weitestem Maße gewann. Möge es ihm vergönnt sein, noch recht viele Jahre glücklich zu verleben in dem Bewußtsein, durch seine Erfindungen und Forschungen grundlegend beim Aufbau der neuzeitlichen Nachrichtentechnik mitgewirkt zu haben.

Gustav Leithäuser



## DER TONTRÄGER FÜR MAGNETISCHE SCHALLAUFEZEICHNUNG

\*

*Wir liefern:*

### GENOTON TYPE Z

Das Magnettonband für niedrige Bandgeschwindigkeiten 19 und 9,5 cm/sec

### GENOTON TYPE EN

Das Magnettonband für hohe Bandgeschwindigkeiten 76 und 38 cm/sec

### GENOTON- HILFSMATERIAL

erleichtert das Arbeiten mit unserem GENOTON-BAND

\*

Wir übersenden Ihnen auf Anforderung gern unser einschläg. Prospekt-Material



**ANORGANA G.M.B.H.**  
**GENDORF · OBERBAYERN**



# PERTRIX

BATTERIEN HABEN  
WELTRUF



PERTRIX-UNION G.M.B.H. FRANKFURT/M.

570012/1